

NOSITEL
VYZNAMENÁNÍ
ZA BRANNOU
VÝCHOVU
I. A II. STUPNĚ



ŘADA B PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXXII/1983 ●● ČÍSLO 4

V TOMTO ŠEŠITĚ

Součástková základna elektroniky	121
DOPLŇKY ROZHLASOVÝCH PŘÍJÍMAČŮ	
Obvody autom. ladění	122
Analogové obvody	122
Digitální automatické ladění	126
Syntezátory	131
Syntezátory s obvody LSI	135
Digitální stupnice	140
Digitální stupnice s LSI	143
Impulsní regulátor napětí jako analogová dělička	146
Anténní zesilovače	147
Dva typické anténní zesilovače	149
Výběr místa pro přijímací anténu	151
Odrůsní příjmu	152
Obvod pro automatické potlačení poruch	154
Stavba přístroje	156
Oživení přístroje	156
IO pro potlačení poruch	157
Potlačení poruch v přijímačích AM	157
Potlačení nežádoucích silných signálů	158
Jednoduchý indikátor stereofonních pořadů	158
Selektory hudby	160

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelské NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, 133 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor ing. Jan Klábal, redaktor Luboš Kalousek, OK1FAC. Redakční rada: RNDr. V. Brunnhofer, V. Brzák, K. Donát, V. Gazda, A. Glanc, I. Harminec, M. Háša, Z. Hradský, P. Horák, J. Hudec, ing. J. T. Hyán, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. F. Králík, RNDr. L. Kryška, J. Kroupa, ing. E. Měčík, V. Němec, RNDr. L. Ondříš, CSC., ing. F. Smolík, ing. E. Smutný, ing. V. Teska, doc. ing. J. Vackář, laur. reat. st. ceny KG, J. Vorlíček.

Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7, šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, ústřední expedice a dovoz tisku, závod 01, Kačkova 9, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 162 00 Praha 6, Vlastina 710.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návrhy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 20. 7. 1983

© Vydavatelství NAŠE VOJSKO

SOUČÁSTKOVÁ ZÁKLADNA ELEKTRONIKY V ČSSR

Stěžejním cílem hospodářské politiky, stanovené XVI. sjezdem KSČ, je udržet a zkvalitnit dosaženou životní úroveň obyvatele i jeho sociální jistoty a to v souladu s výsledky, kterých bude dosaženo v rozvoji národního hospodářství. Jednou z hlavních úloh musí v tomto procesu sehnat elektrotechnický průmysl, zejména výrobci součástkové základny, před nimiž leží nelehký úkol, zabezpečit v širokém sortimentu, v odpovídající kvalitě a v přístupné cenové úrovni aktivní i pasivní součástky pro potřeby všech odvětví národního hospodářství. Splněním tohoto předpokladu bude možno uskutečnit efektivní strukturální změny, hospodárněji zhodnocovat všechny zdroje, urychlit a maximálně využít vědeckotechnického rozvoje a také prohloubit účast naší ekonomiky v socialistické ekonomické integraci a mezinárodní dělbě práce. Sjezd proto uložil rozvíjet výrobu slaboproudých a elektronických zařízení a zabezpečit rychlý rozvoj součástkové základny elektroniky s přednostním růstem výroby mikroelektronických obvodů s velkou hustotou integrace.

Světoví výrobci součástkové základny produkují asi 120 tisíc různých elektronických součástek, přičemž zhruba polovinu tohoto počtu představují integrované obvody. Produkci těchto součástek se zabývají převážně velké americké a japonské koncerny, které v průběhu let získaly monopol v tomto druhu výroby, zejména v souvislosti s dodávkami pro vojenskou a kosmickou techniku. Rozvoj elektronické součástkové základny v takovém rozsahu je mimořádně náročný a mohou si jej dovést jen výrobci disponující značnými investičními prostředky a dokonalou materiálně technickou základnou (dominantní je dokonalá technologie výroby). U investičních prostředků jsou to zejména zcela nová zařízení, která sice vyhovují pro výrobu obvodů malé a střední integrace, ale pro obvody LSI či MSI, kdy je na jednom čipu až několik desítek tisíc prvků, již naprosto nevyhovují. Rovněž velmi vážným problémem je materiálová superčistota jak vlastních nosných keramických destiček, tak také potřebných difúzních plynů, plyných směsí či fotocitlivých roztoků. Velmi vážným problémem je také zajištění superčistých mikrofiltrůvaných chemikálií pro LSI obvody a soubor pomocných materiálů, zajišťujících technologické procesy při výrobě systémů (čipů) integrovaných obvodů vysoké integrace a dalších mikroelektronických součástek, jako jsou hybridní IO, keramická pouzdra a další.

Domácí elektronický průmysl, jehož technicko-výrobní potenciál je zlomkem potenciálu předních světových výrobců se zabezpečením asi 40 tisíc druhů elektronických součástek nemůže tedy principiálně rozvíjet součástkovou základnu v takovém měřítku, jako přední světoví výrobci. Může však úspěšně rozvíjet vybrané obory součástkové základny podle koncepce, která určuje rozhodující tuzemské finální výrobky elektroniky a nezbytný export pro zabezpečení mezinárodní směny součástek.

Výroba elektronických součástek má opodstatnění pouze tehdy, mají-li součástky konkrétní využití v některém finálním zařízení, které je nebo bude předmětem produkce. V minulosti byly elektronické součástky převážně univerzální povahy, tj. daly se použít stejně dobře v rozhlasovém přijímači jako třeba v zařízení průmyslové regulace. S rozvojem techniky, zejména s příchodem integrovaných obvodů, významně roste účelovost součástek. Některé, např. obvody LSI, v sobě zahrnují celé funkční bloky „finálů“, nejsou tedy použitelné univerzálně, nýbrž jen v omezeném počtu aplikací. Jakákoliv technická koncepce rozvoje součástek se musí proto odvíjet od koncepce rozvoje „finálů“. Mělo by být známo, jaké typy přístrojů a strojů budou rozvíjeny, aby pro ně mohly být zajišťován rozvoj potřebných součástek. Opačný postup je problematický, neboť obecně z libovolných součástek nelze řešit jakýkoliv finální výrobek. V této oblasti je tedy zcela nezbytný cílový programový přístup. Při rozlišitelsnosti sil v oboru finálních výrobků se dosahuje spíše jen průměrných výsledků, požaduje se malá sériovost při velkém sortimentu součástek, tím vzniká nízká efektivnost jejich produkce, což se dále projeví v nepříznivém vývoji cen jak součástek, tak i následně výrobků. Je tedy zřejmé, že výhodnější koncepcí je vycházet z oblasti „finálů“, sledovat pouze jeho určité druhy a tím dosáhnout světové špičky s komplexním zabezpečením.

Současným trendem v mikroelektronice je prudký přechod k vyšším stupňům integrace. K tomu je však potřeba zajistit potřebná technologická zařízení. Avšak zavádění nových špičkových technologií je podmíněno úrovní vstupů, tj. kvalitou surovin, mate-

riálů, medií atd., ale i úrovní jejich cen. Další nezbytnou podmínkou je vybavenost přiměřeným měřicím zařízením. Vzhledem k disproporcím, které se v průběhu sedmdesátých let vytvořily mezi výrobou technologických zařízení a měřicí techniky a mezi požadavky rozvoje mikroelektroniky, vznikla u nás obtížná situace. Z důvodů nedostatečných vývojových a výrobních kapacit v této oblasti je třeba valnou část těchto zařízení dovážet z kapitalistických států, přičemž je však jejich valná část embargo-vaná. V podmínkách čs. národního hospodářství, při jeho závislosti na dovozu většiny základních surovin, materiálů a nespecializovaných výrobců materiálů pro elektroniku, jsou tyto skutečnosti bariérou k dosažení cenové konkurenceschopnosti výrobků součástkové základny. Každá změna cenové hladiny součástkové základny je proto mimořádná, vysoce časově i organizačně náročný úkol, neboť je o soubor zhruba 40 tisíc prvků, vyráběných v pěti výrobních oborech koncernového podniku TESLA – Elektronické součástky. Tato VJH je základnou československé elektroniky a mikroelektroniky. Sdružuje celkem osm koncernových podniků a dvě koncernové účelové organizace. Jsou to:

– TESLA Rožnov, k. p., vyrábí polovodičové součástky výkonové tranzistory, tyristory, bipolární integrované obvody, mikroprocesory, paměti, vakuové součástky (obrazovky, elektronky). Zabezpečuje výrobu východních materiálů (křemíkové monokrystaly, molybdenové tyče a wolframové dráty) a jednoúčelových strojů. K podniku patří závody v Rožnově, Třinci, Vrchlabí a Opocně.

– TESLA Píšťany, k. p., je výrobcem polovodičových součástek (diody, tranzistory malého výkonu, unipolární integrované obvody, mikroprocesory, paměti). Vyrábí také speciální jednoúčelové stroje.

– TESLA Lanškroun, k. p., má na starosti výrobu pasivních součástek (kondenzátory, rezistory (odpory), potenciometry, je výrobcem i hybridních integrovaných obvodů a jednoúčelových strojů. K podniku patří závody v Lanškrouně, Jablonném, Blatné, Ostravě a ve Staré Lubovni.

– TESLA Jihlava, k. p., se zabývá výrobou konstrukčních dílů a příslušenství pro elektroniku (konkory, vidlice, zásuvky, přepínače, spojovací součásti) a pasivních součástek (závody v Jablonném).

– TESLA Hradec Králové, k. p., dělá polotovary pro elektronické součástky, (vysokokřemíkové keramické díly, keramická pouzdra pro integrované obvody, keramické kondenzátory, piezoelektrické krystalové jednotky) a hybridní integrované obvody.

Dále to jsou koncernové podniky:

– Chronotechna, se sídlem ve Šternberku, který vyrábí mechanické i elektronické budíky PRIM, spinací hodiny pro energetiku, elektronické pokladny, mechanické měřicí přístroje. Pobočné závody jsou v Brně, Strání a v Gelnici.

– Elton v Novém Městě nad Metují, který vyrábí hodinky mechanické i elektronické, nástěnné hodiny, autohodiny a speciální časoměrné přístroje.

– Dias v Turnově, který je výrobcem technických kamenů pro potřeby přístrojové a časoměrné techniky ČSSR i zemí RVHP z achátu, syntetického safíru a rubínu. Do jeho výrobního programu patří obrábění keramické břitové destičky, diamantové nástroje k obrábění tvrdých a křehkých materiálů.

– TESLA Elstřov, účelová organizace, ve které se konstruuje jednoúčelové stroje, technologická a měřicí zařízení, projektují se komplexní výroby pro elektroniku se specializací na digitální a vakuovou techniku, filtry plynů, fotolitografii, optiku, klimatizaci a ohřev.

– Výzkumný ústav elektrotechnické keramiky v Hradci Králové, který se zabývá základním i aplikovaným výzkumem a vývojem v oblasti hmot, surovin, polotovarů a technologií elektrotechnické keramiky a speciálních materiálů.

Těžiště zájmu výrobců mikroelektroniky se v následujících letech přesune do sféry automatizace mezioperační a operační manipulace s cílem snížit výrobní náklady a tím i ceny mikroelektronických výrobků. Půjde především o to, zavést opakované soubory technologických zařízení určených hlavně pro realizaci vysoce modernizovaných a automatizovaných linek pro montáže a konečné operace při sériové výrobě v mikroelektronice. To se ovšem neobejde bez zásadní inovace technologických zařízení, zavádění nových strojů i přístrojové měřicí techniky. Toto vše vyžaduje značné investiční náklady, které však doposud nebyly v plném souladu se záměry a potřebami rychlého rozvoje elektronizace v našem národním hospodářství.

DOPLŇKY ROZHLASOVÝCH PŘIJÍMAČŮ

Allan Matuška

Úvod

Současné rozhlasové přijímače vyšších tříd jsou pro snazší obsluhu vybavovány různými doplňky jako jsou indikátory vyhlášení, šumové brány, indikátory síly pole (S-metry), indikátory mono-stereo, filtry nežádoucích signálů, potlačovače poruch, automatické ladění, dálkové ovládání, elektronické digitální stupnice, selektory hudby, indikátory nf signálu (VU-metry), elektronické přepínače zdrojů signálů, syntezátory kmitočtu, mikroprocesory pro řízení funkce přijímače atd. Pro některé typy přijímačů je možné považovat za doplněk i přijímač AM pro dlouhé, střední a krátké vlny. Pro krátké vlny se někdy používá konvertor, takže přijímač pak pracuje s dvojnásobným směšováním.

Obvody automatického ladění

Varikapy, které jsou v současné době používány jak pro ladění na pásmech VKV, tak i na dlouhých, středních a krátkých vlnách, umožnily konstruovat obvody elektronického ladění bez toho, že by bylo třeba použít např. k otáčení ladícího kondenzátoru motorek. Na varikapy je nutné při automatickém ladění přivést pomalu se zvětšující nebo zmenšující napětí, např. z kondenzátoru, které zůstává konstantní při naladění na vysílaci. Tento obvod pracuje současně i jako obvod automatického doladění kmitočtu, ADK.

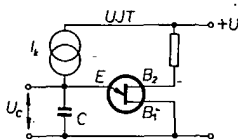
Automatické ladění bývá někdy doplněno obvody, které „zastaví“ automatické ladění jen při příjmu vysílaců, které mají v místě příjmu dostatečnou sílu pole, dále i obvody šumové brány a obvodem přesného naladění vysílaců. Obvody automatického ladění můžeme rozdělit podle způsobu získávání ladícího napětí na obvody analogové a digitální. Obvody digitální jsou určitým předstupněm syntezátoru kmitočtu.

Analogové obvody automatického ladění

Pro obvod elektronického automatického ladění je potřebné vytvořit zdroj pomalu se zvětšujícího napětí, které se po dosažení určité velikosti, odpovídající hornímu meznímu kmitočtu daného rozsahu, rychle zmenší na počáteční velikost, odpovídající dolnímu meznímu kmitočtu tohoto rozsahu. Napětí má plovitý průběh. Získává se nabíjením kondenzátoru konstantním proudem – při dosažení požadovaného napětí je kondenzátor vybit na počáteční napětí dvoubázovým tranzistorem UJT. Při nabíjení kondenzátoru konstantním proudem má napětí v závislosti na čase lineární průběh. Proč se používá lineárně se zvětšující napětí si vysvětlíme v dalším odstavci.

Změna kmitočtu v závislosti na kapacitě je kvadratickou funkcí. Vycházíme-li z lineární změny kapacity, pak dostaneme při velké kapacitě malou a při malé velkou změnu kmitočtu. Kapacita varikapu se však nemění s přiloženým napětím lineárně. Při největší kapacitě varikapu (malém napětí) bude mít i malá změna napětí za následek velkou změnu kapacity, kdežto při minimální kapacitě (velkém napětí) se bude při stejné změně napětí měnit kapacita jen málo. Aby automatické ladění odpovídalo plynulému ručnímu ladění, musí se ladící napětí zvětšovat tak, aby se kapacita varikapu měnila lineárně.

Na obr. 1 je zapojení generátoru pilovitěho napětí. Kondenzátor C je nabíjen ze zdroje konstantního proudu I_E . Pokud je napětí U_C na kondenzátoru menší než vrcholové napětí U_P dvoubázového tranzistoru, emitorová dioda nepovede. Dio-



Obr. 1. Generátor lineárního pilovitěho napětí s dvoubázovým tranzistorem

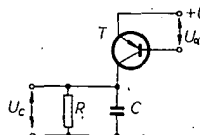
du poteče jen malý zbytkový proud I_{E0} a vstupní odpor bude několik MΩ. Pro vrcholové napětí U_P platí:

$$U_P = U_S + \eta U_{BB},$$

kde U_S je hradící napětí emitorové diody, U_{BB} je napětí mezi bázemi (B_2 má kladné předpětí vzhledem k B_1), η je poměr napětí mezi emitemorem a B_1 k napětí U_{BB} , který se pohybuje mezi 0,6 až 0,9. Tyto parametry bývají uvedeny v katalogu. Je-li napětí na kondenzátoru blízké hradícímu napětí U_S emitorové diody a zvětší-li se ještě o ηU_{BB} , otevře se přechod emitor- B_1 dvoubázového tranzistoru a kondenzátor se velmi rychle vybit, neboť emitorová dioda má malý odpor. Předpokladem je, že nabíjecí proud kondenzátoru bude menší než „úvraťový“ proud dvoubázového tranzistoru, aby se opět uzavřela emitorová dioda, když se napětí na kondenzátoru zmenší pod velikost hradícího napětí této diody. Pak se znovu začne nabíjet kondenzátor.

Napětí na kondenzátoru C musí být po naladění na vysílaci konstantní, případně se měnit jen v rozsahu doladování. Kromě toho musí být zaručeno, že ladící napětí zůstane konstantní i při kolísání síly pole přijímaného signálu.

Na obr. 2 je základní zapojení splňující tyto podmínky. Řídicí tranzistor T je v sérii

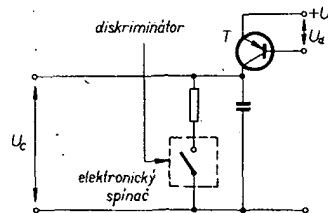


Obr. 2. Obvod pro konstantní ladící napětí a doladění

s nabíjecím kondenzátorem C. Na bázi řídicího tranzistoru je přivedeno napětí U_d z diskriminátoru, které je buď kladné nebo záporné podle toho, je-li mf kmitočet nižší nebo vyšší než kmitočet jmenovitý. Při rozladění, odpovídajícímu menšímu napětí než jaké je na kondenzátoru, dodá diskriminátor napětí takové polaritě, že řídicí tranzistor se otevře a nabíjecí kondenzátor bude nabíjen až do doby, kdy na diskriminátoru bude napětí nulové. Při rozladění, odpovídajícímu většímu napětí než jaké je na kondenzátoru, dodá obvod diskriminátoru napětí, které řídicí tranzistor uzavře. Kondenzátor C bude vybit přes rezistor R tak dlouho, dokud napětí z diskriminátoru nebude opět nulové. Tehdy vybijící proud přes R bude stejný jako nabíjecí proud tranzistorem a napětí na kondenzátoru bude tedy konstantní. Obvody se tedy doladí samočinně na vysílaci, kdy S-křivka diskriminátoru prochází nulou – napětí na kondenzátoru C bude konstantní.

Časová konstanta $\tau = RC$ musí být zvolena tak velká (řádů jednotek minut), aby se ladící napětí při kolísání přijímaného signálu (během několika sekund) zmenšovalo jen velmi málo. Tento pokles je způsoben pomalým vybitím kondenzátoru C přes rezistor R. Při „návratu“ signálu vysílaců je tento úbytek opět doregulován. Vysílaci tak zůstává naladěni i při „zmizení“ či krátkodobém výpadku signálu.

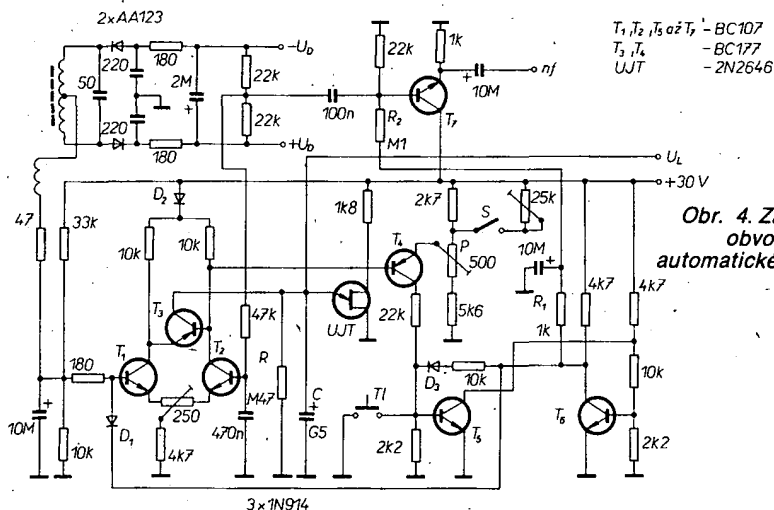
V autopřijímači musíme počítat s neustálým a částečně kolísavým signálem a je možné, že signál nebude po delší dobu vůbec zachycen. Během této doby se nabíjecí kondenzátor může vybit natolik, že diskriminátor nedodá žádné řídicí napětí, když se signál znovu objeví. Nastavený vysílaci je tak „vymazán“. Abychom tomu zabránili, je nutné rezistor R odpojit elektronickým spínačem (obráz. 3). Jako



Obr. 3. Základní zapojení elektronického spínače

kritériem pro to, je-li signál vysílaců přijíman, je použito součtové řídicí napětí diskriminátoru. Při zmizení přijímaného signálu je součtové řídicí napětí nulové. Elektronický spínač je otevřen a přes R nepoteče vybijící proud. Náboj kondenzátoru proto zůstane konstantní a přijímač zůstane naladěný na vysílaci, jehož signál na delší dobu zmizel.

Na obr. 4 je praktické zapojení obvodu automatického ladění (dále OAL), který je tvořen rozdílovým zesilovačem T_1 , T_2 , bistiabilním klopným obvodem T_5 , T_6 , monostabiálním klopným obvodem s dvoubázovým tranzistorem UJT a tranzistory T_3 , T_4 a T_7 . Rozdílový zesilovač pracuje ve spoje-



Obr. 4. Zapojení obvodu automatického ladění

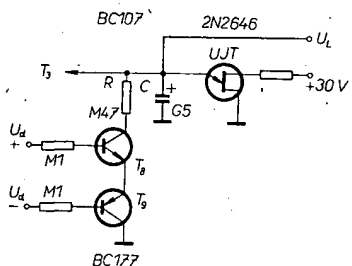
ni s tranzistorem T_3 , nabíjecím kondenzátorem C a monostabilním klopným obvodem ve funkci generátoru pilovitého napětí OAL. Bude-li krátkodobě stlačeno tlačítko T_1 , překlápí se klopný obvod T_5 , T_6 do stavu, kdy se tranzistor T_3 uzavře a tranzistor T_6 otevře. Napětí na kolektoru T_6 se zmenší až na saturační napětí. Dioda D_1 začne vést, tranzistor T_1 se uzavře a tranzistor T_2 otevře. Rozdílovým napětím mezi kolektory T_1 a T_2 je řízen tranzistor T_3 , který dodává konstantní proud, jímž je lineárně s časem, nabíjen nabíjecí kondenzátor C (vybíjecí proud přes R je zanedbán). Napětí na nabíjecím kondenzátoru se zvětšuje tak dlouho, až je dosaženo vrcholového napětí dvoubázového tranzistoru UJT. Pak se nabíjecí kondenzátor vybijí přes přechod emitor- B_1 na velikost hradičho napětí diody emitor- B_1 dvoubázového tranzistoru. Pak se nabíjecí kondenzátor znovu nabíjí. Pomalu se zvětšující napětí na nabíjecím kondenzátoru je použito jako napětí ladicí.

Diody demodulátoru jsou zapojeny tak, že se při přeladování objeví na bázi T_2 nejdříve kladné napětí a při dalším přeladování napětí záporné. Přiblížíme-li se při přeladování k signálu vysílače s požadovanou silou pole, pak kladné řídicí napětí z demodulátoru přivedené do báze tranzistoru T_2 a zesílené tranzistorem T_2 a T_4 překlápí bistabilní klopný obvod do výchozího stavu. Trimrem P můžeme nastavit úroveň potřebnou pro překlopení bistabilního klopného obvodu pro danou úroveň síly pole. Spínačem S můžeme volit vstupní citlivost ve dvou stupních. Dioda D_2 kompenzuje teplotní drift napětí přechodu emitor-báze tranzistoru T_4 . Překlopením bistabilního klopného obvodu do výchozího stavu se uzavře dioda D_1 , takže přes tranzistory T_1 a T_2 rozdílového zesilovače poteče stejně velký kolektorový proud. Pak řídicí tranzistor T_3 nedodává konstantní proud a nabíjecí kondenzátor se nenabíjí. Řídicí napětí na vstupech rozdílového zesilovače, získané z demodulátoru, je rozdílovým zesilovačem zesíleno a přivedeno k řídicímu tranzistoru T_3 . Tranzistor T_3 dodává teď nabíjecí proud (určený řídicím napětím z demodulátoru), který reguluje napětí na kondenzátoru, takže bude dosaženo přesného doladění na přijímaný signál.

Nf složka demodulovaného napětí je přes emitorový sledovač T_7 přivedena k nf zesilovači. Emitorový sledovač propouští nf signál jen tehdy, je-li obvod OAL nalaďen na vysílače. Během ladění je napětí na kolektoru T_6 téměř nulové a báze emitorového sledovače T_7 nedostává kladné předpětí a T_7 je uzavřen. Šumová brána potlačuje šumy během ladění.

Nakonec si objasníme funkci diody D_3 v obvodu zpětné vazby bistabilního klopného obvodu T_5 , T_6 – ta způsobuje, že se klopný obvod po zapnutí dostane do stavu, kdy je T_5 uzavřen a T_6 otevřen. Tím je dosaženo toho, že OAL je ihned po zapnutí uveden v činnost a vyhledá signál prvního silnějšího vysílače.

Praktické zapojení elektronického spínače z obr. 3 je na obr. 5. Oba přechody kolektor-emitor tranzistorů T_8 a T_9 jsou v sérii s rezistorem R , který je zapojen paralelně k nabíjecímu kondenzátoru. Na bázi T_8 a T_9 je přivedeno součtové řídicí napětí U_d z diskriminátoru a to s takovou polaritou, že spoj mezi oběma kolektory je vodivý. Tento elektronický spínač je vhod-



Obr. 5. Zapojení elektronického spínače

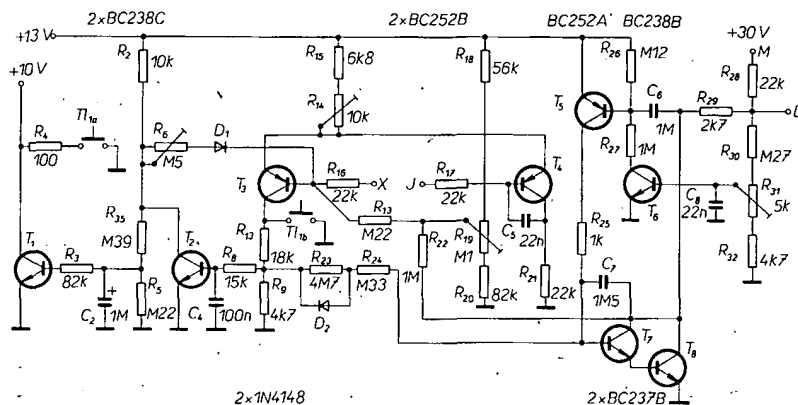
ný pro mobilní přijímače, u nichž se požaduje odolnost proti kolísání síly pole vysílače. Popsaný obvod OAL byl použit pro rozsah ladicích napětí 4 až 16 V. Pro jiná ladicí napětí je nutné upravit monostabilní klopný obvod. Doba přeladění je určena kapacitou nabíjecího kondenzátoru C a velikostí konstantního proudu,

kterým je tento kondenzátor nabíjen. V obr. 4 je tato doba 8 s. Jako indikátor můžeme použít ručkové měřidlo, cejkované v MHz a zapojené místo rezistoru R . Je rovněž možné použít digitální měřič kmitočtu.

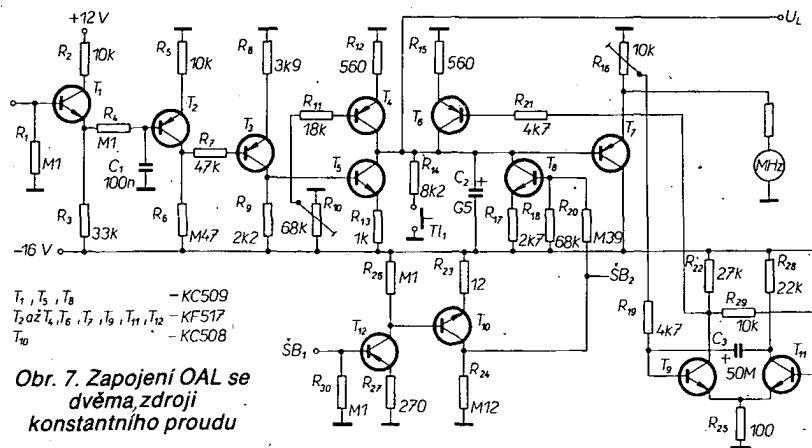
Na obr. 6 je zapojení OAL s Millerovým integrátorem. Demodulátor připojený do bodů X a J řídí rozdílový zesilovač T_3 a T_4 . Z kolektoru T_3 je vedena informace do generátoru pilovitého napětí s T_7 , T_8 , zapojenými v Darlingtonově zapojení, které pracují jako Millerův integrátor. Přepnutí na konci pásma, závislé na ladicím napětí (vývod L), je realizováno tranzistorem T_5 a T_6 . Pro „udržení“ OAL slouží tranzistor T_2 . Pro šumovou bránu s tranzistorem T_1 je využito informace o napětí na kolektoru T_2 , přivedeném do báze T_1 . Obvod na obr. 6 pracuje takto: tlačítkem T_1 nastartujeme obvod OAL. Kolektor T_3 se tím uzemní, napětí na bázi T_2 se zmenší a T_2 se uzavře. Jeho kolektorové napětí se zvětší a je přes R_8 a D_1 přivedeno do báze T_3 , ten se uzavře. Protože neteče žádný kolektorový proud přes T_3 , na odporu R_9 nevznikne úbytek napětí, který udržuje diodu D_2 uzavřenou. Ta se otevře a připojí rezistor R_{24} přes R_9 na zem. Tím se zmenší časová konstanta nabíjení a napětí na kolektorech T_7 , T_8 Millerova integrátoru se začne zvětšovat. Napětí odebrané z těchto kolektorů je použito jako ladicí napětí.

Při proladování se při zachyceném signálu vysílače objeví na demodulátoru S-křivka. Záporným napětím S-křivky se D_1 uzavře a T_3 se otevře. Rozdílový zesilovač T_3 , T_4 se překlápí do výchozího stavu a na kolektoru T_4 průtokem proudu přes R_9 vznikne kladné napětí, které uzavře diodu D_2 , čímž se skokově změní asi 15krát časová konstanta Millerova integrátoru T_7 , T_8 a ladění bude přerušeno. Současně bude vodivý T_2 ; napětí na jeho kolektoru se zmenší a uzavře se tranzistor T_1 , který otevře šumovou bránu pro průchod nf signálu. Millerův integrátor je řízen přes rozdílový zesilovač T_3 , T_4 napětím S-křivky.

Na obr. 7 je jiná verze obvodu automatického ladění. Vstupní tranzistor T_1 , zapojený jako emitorový sledovač, tvoří spolu s tranzistorem T_2 , T_3 zesilovač stejnosměrné složky, odebrané z výstupu kmitočtového demodulátoru. Tranzistorem T_4 , T_5 jsou zdroje konstantního proudu. Rozdíl kolektorových proudů se nastavuje trimrem R_{10} . Ladicí napětí se odebrá z kondenzátoru C_2 a je vedeno jednak na varikapu a jednak na bázi emitorového sledovače T_7 . Napětí na emitoru T_7 je použito s vhodným měřidlem (voltmetrem) k měření ladicího napětí a tím odpovídajícího kmitočtu. Měřidlo tak tvoří vlastně elektronickou stupnici přijímače.



Obr. 6. Zapojení OAL s Millerovým integrátorem

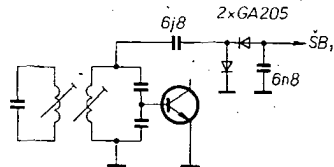


Obr. 7. Zapojení OAL se dvěma zdroji konstantního proudu

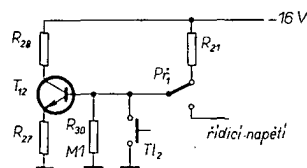
Tranzistory T_6 , T_9 a T_{11} tvoří obvod zpětného vrácení. Jeho úkolem je zmenšit ladicí napětí po dosažení -15 V (vrchní konec pásma) skokem k nule (spodní konec pásma). Uvedené tři tranzistory lze vypustit, spojíme-li se s ručním vracením (tlačítko T_{11}). Tranzistor T_9 a T_{11} tvoří monostabilní klopný obvod, který se po dosažení požadovaného ladicího napětí (nastaveno odporovým trimrem R_{16}) překlápí. Záporný impuls, který vznikne při překlacení, je přiveden na bázi tranzistoru T_6 , který se otevře a vybije kondenzátor C_2 . Ladicí napětí se skokem zmenší na 0 V .

Pro ty, kteří by chtěli použít automatické ladění ve spojení se šumovou bránou, je obvod s tranzistory T_8 , T_{10} a T_{12} . Pokud přijímač pracuje se zapojenou šumovou bránou, je žádoucí, aby se OAL zastavil pouze na stanicích, jejichž úroveň je nastavena šumovou bránou. Pokud je na bázi tranzistoru T_{12} nulové napětí, je uzavřen a rovněž je uzavřen T_{10} . Tranzistor T_8 bude tedy otevřen (velikost otevření je dána poměrem odporů rezistorů R_{18} , R_{20} a R_{24}). T_8 pracuje jako pomocný zdroj konstantního proudu, zapojeného paralelně k T_5 . Proto bude kondenzátor C_2 rychleji nabíjen na vyšší napětí. Toto zrychlené ladění jednak zkracuje dobu nutnou k přeladění mezi stanicemi, jednak zaručuje, že se ladění zastaví pouze na silných stanicích. Při naladění na silnou stanici bude na bázi T_{12} takové napětí, že se uzavře tranzistor T_8 .

Vhodné ovládací napětí (záporné) lze získat usměrněním $m\text{f}$ signálu. Nejvhodnějším místem pro odběr $m\text{f}$ signálu je poslední $m\text{f}$ filtr před demodulátorem



Obr. 8. Získání záporného ovládacího napětí



Obr. 9. Přepínání šumové brány

Obr. 10. Omezovač napětí (a) a obvod umístění $m\text{f}$ signálu (b)

(obr. 8). Povel k přeladění na další stanici získáme tlačítkem T_{12} (obr. 9). V jedné poloze P_1 pracuje OAL bez šumové brány, v druhé se zapnutou šumovou bránou. Je nutno podotknout, že zde nejsou popsány obvody vlastní šumové brány, ale je žádoucí, aby řídicí napětí (obr. 8) ovládalo zároveň šumovou bránu a OAL (je-li přijímač obvody šumové brány vybaven).

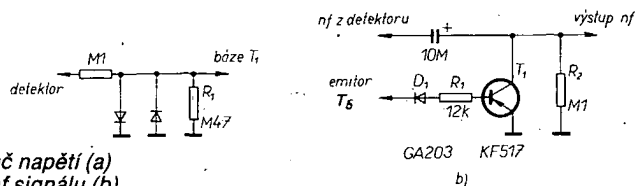
Báze vstupního tranzistoru T_1 (obr. 7) je k demodulátoru připojena přes oddělovací odpor a jednoduchý oboustranný omezovač napětí (obr. 10a). Omezovač je nutný proto, aby se vzájemně, nepřetahovaly dvě sousední stanice, které jsou kmitočtově blízko sebe.

Jak již bylo uvedeno, OAL obsahuje i obvod rychlého zpětného vrácení. Při zpětném vrácení proladí OAL během velmi krátké doby celé kmitočtové pásmo a na žádné ze stanic se nezastaví. Zastaví se až na dolním konci pásma. Proto je nutno zablokovat signál z přijímače, jinak by se během zpětného vrácení ozývaly z reproduktoru nepřijemné zvuky. Obvod umlčující $m\text{f}$ signál během zpětného vrácení je na obr. 10b. Jedná se o obvod, který zkracuje $m\text{f}$ signál z demodulátoru na zem. Tranzistor se otevře záporným impulsem, který vznikne právě při zpětném vrácení a je odebrán z emitorového odporu tranzistoru T_6 . Tranzistor v umlčovací obvodu můžeme využít i pro šumovou bránu a to tak, že jeho bázi připojíme na kolektor tranzistoru T_{10} . $m\text{f}$ výstup bude zkracován tak dlouho, pokud se na bázi tranzistoru T_{12} neobjeví záporné ovládací napětí, které se získá usměrněním signálu. Uvedený OAL je využitelný pro obvody se záporným ladicím napětím. Pokud bychom potřebovali kladné ladicí napětí,

musíme místo tranzistorů p-n-p použít tranzistory n-p-n a opačně pólovat diody.

Všechny doposud uvedené OAL byly vybaveny jen jedním tlačítkem a směr ladění se mění až na konci pásma. Obvod, který umožňuje změnu směru i v přeladěném pásmu, musí být vybaven dvěma spínači. Ve spojení s elektromechanickou pamětí (odporové děliče) je možné naladit předvolené vysíláče. Kmitočet je indikován voltmetrem ocejchovaným v MHz.

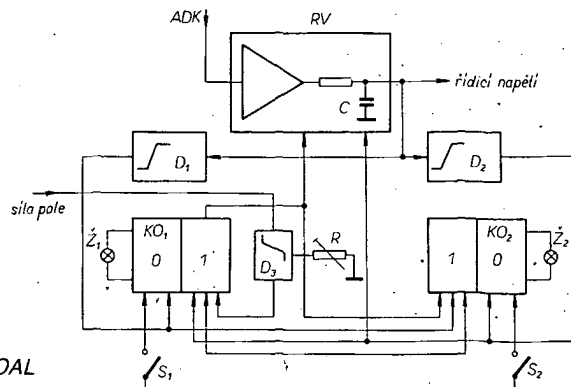
Na obr. 11 je blokové zapojení obvodu OAL s možnou změnou směru ladění. Regulační zesilovač RV nabíjí nebo vybíjí nabíjecí kondenzátor C. Po zapnutí přístroje není kondenzátor C nabit. Detektor napětí D_1 ovládá překlacení klopného obvodu KO_2 a kondenzátor C se nabíjí až do doby, kdy se odpojí D_1 a kdy detektor



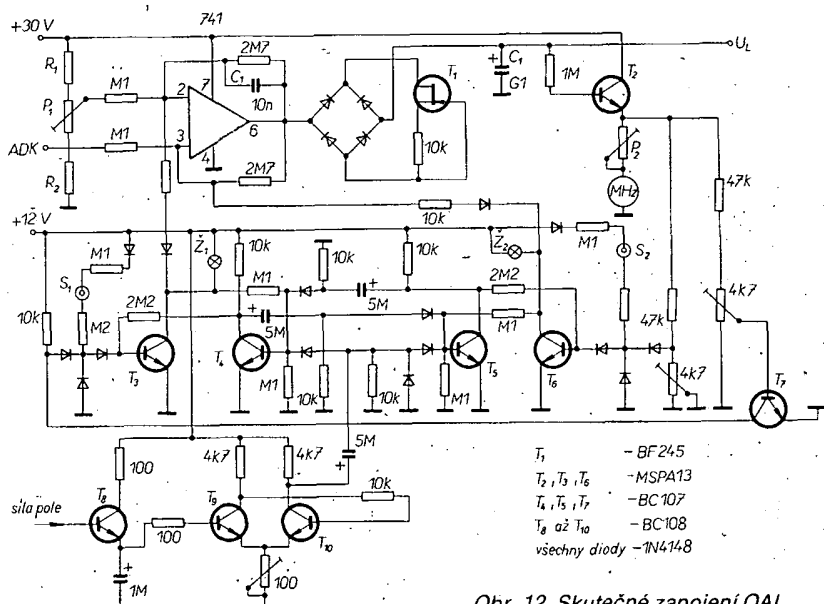
síly pole D_3 překlápí zpět klopný obvod KO_2 . Tehdy bude vysíláč naladěn. Chceme-li naladit další vysíláč, pak musíme sepnout buď spínač S_1 nebo S_2 . Spínačem je ovládán příslušný klopný obvod, který si zapamatuje povel k přeladění a směr ladění je indikován žárovkou Z_1 nebo Z_2 . Jednou již udělený povel k přeladění bude vymazán, když se uplatní detektor síly pole S_3 , nebo když změním směr ladění. Dosáhne-li ladicí napětí velikosti určené D_1 a D_2 , mění se směr ladění. Zastavení na konci pásma bude tím vyloučeno a současně je zaručeno, že bude naladěn vždy jen jeden vysíláč. Při změně vstupního signálu D_3 trimrem R je zaručeno, že se naladí jen vysíláč, které jsou nad požadovanou silou pole. K provozu tohoto OAL potřebujeme tedy napětí úměrné síle pole a napětí ADK (automatické doladění kmitočtu).

Skutečné zapojení z obr. 11 je na obr. 12. Obvod je ovládán senzorovými kontakty. Tranzistory T_3 , T_4 a T_5 tvoří klopné obvody KO_1 a KO_2 , T_6 až T_{10} nahrazují D_3 . Jako D_1 a D_2 slouží klopné obvody. Usměrnovací můstek s vestavěným zdrojem proudu v obvodu regulačního komparátoru napětí zajišťuje nabíjení a vybíjení nabíjecího kondenzátoru C konstantním proudem. Indikační žárovky jsou připojeny do klopných obvodů. Kondenzátorem C₁ jsou potlačeny nežádoucí zátky regulačního zesilovače. Odpor R_1 , R_2 a P_1 je nastavena referenční úroveň napětí ADK. Celkový odpor R_1 , R_2 a P_1 je asi $10\text{ k}\Omega$. Použijeme-li v $m\text{f}$ zesilovači IO CA3089, může tato kombinace odpadnout, neboť referenční úroveň můžeme odebrat z vývodu 10 IO CA3089.

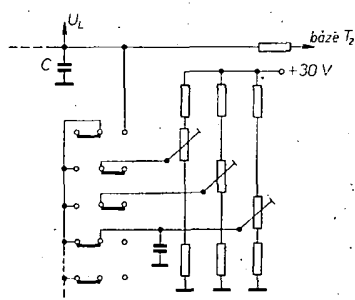
Na obr. 13 je zapojení obvodu pro



Obr. 11. Blokové zapojení OAL



Obr. 12. Skutečné zapojení OAL



Obr. 13. Předvolba k OAL

předvolbu vysílačů. Při tom je nutno poznamenat, že proud potenciometru musí být větší než proud zdroje konstantního proudu v regulačním komparátoru napětí. V opačném případě může paralelně připojený kondenzátor zvětšit rychlost nastavení.

Podíváme-li se ještě na obr. 11, je zřejmé, že pro obvod OAL je možné, kromě regulačního zesilovače RV, použít logické obvody TTL. Pak jako D_1 a D_2 jsou vhodné Schmittovy klopné obvody.

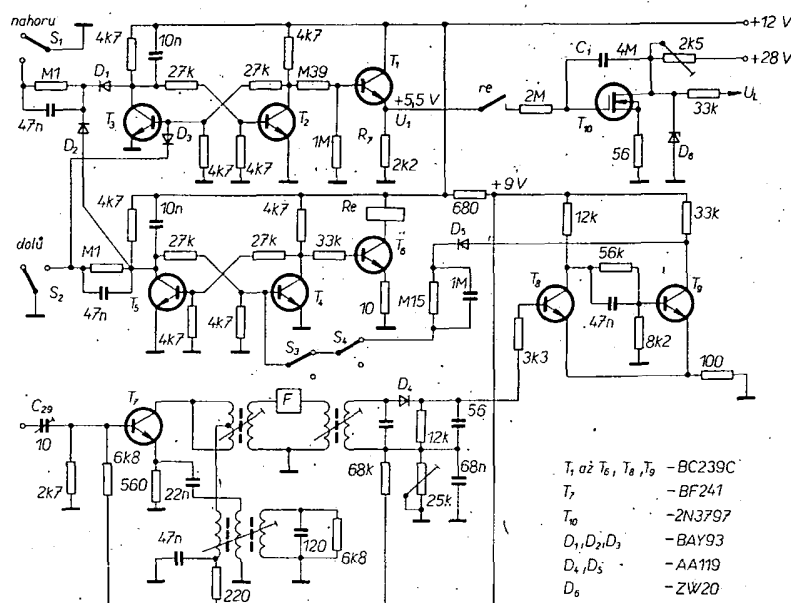
Zapojení obvodu automatického ladění s operačními zesilovači je na obr. 14. Obvod je tvořen komparátorem napětí IO_1 , který řídí integrátor IO_2 . Integrátor je současně řízen z obvodu síly pole a při vyladění je na tomto přívodu 12,5 V. IO_2 má v obvodu zpětné vazby zapojen kon-

denzátor C. Další dva IO jsou zapojeny jako klopné obvody, které mění směr ladění. IO_3 změní směr ladění na horním konci pásma a IO_4 na dolním konci pásma. Rozsah ladění lze nastavit trimy na výstupu IO_2 , odkud odebíráme i ladící napětí. Děličem napětí na vstupu IO_1 nastavíme

referenční napětí, rovné napětí ADK z demodulátoru při jeho průchodu nulou. Při ladění směrem „dolů“ se připojí napětí 25 V na jeden vstup klopného obvodu. Při ladění směrem „nahoru“ se uzemní vstup druhého klopného obvodu přes kondenzátor 10 nF. Tento obvod je možné použít i při digitální volbě vysílačů, která bude popsána v další stati. Výstup komparátoru je pak připojen na vstup IO_2 (místo signálu síly pole).

Na obr. 15 je zapojení obvodu automatického ladění s pamětí, která umožňuje uchovat posledně naladěný vysílač. Kondenzátor C_{11} , jehož napětí slouží k získání ladícího napětí U_L , je zapojen mezi elektrody G a D MOSFET, z jehož pracovního odporu je ladící napětí snímáno. Podle směru ladění a nastavení prvního klopného obvodu budou vývody C_1 připojeny přes kontakt re jazýčkového relé Re a rezistor 2 MΩ na napájecí napětí a přes R_7 na zem.

Úkolem KO_1 s T_2 , T_3 je podle požadovaného směru ladění, který je určen spínací S_1 a S_2 , otevřít spínací tranzistor T_1 a tak

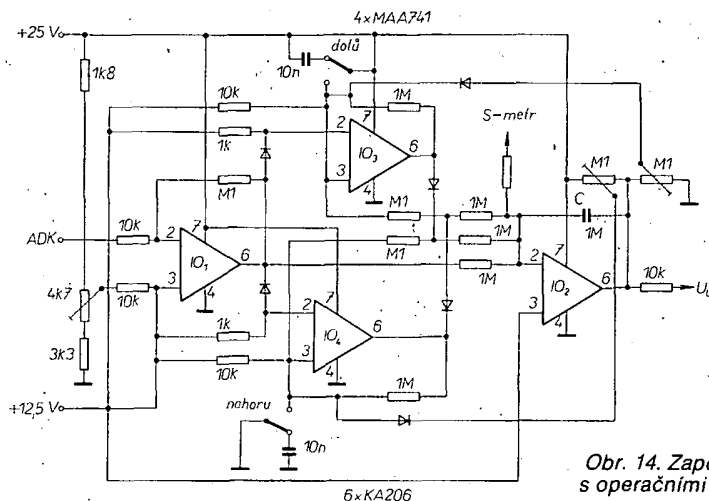


Obr. 15. Zapojení OAL s elektronickou pamětí

dobit kondenzátor C_1 , nebo ho zavřít a C_1 vybit. Úkolem KO_2 s T_4 a T_5 je při zvoleném směru ladění (vpřed-vzad) sepnout kontakt re jazýčkového relé a přes tranzistor T_6 ho udržet tak dlouho sepnutý, dokud se KO_2 nepřeklopí zpět (po impulsu stop při příjmu signálu vysílače).

Impuls stop je odvozen z mf signálu. Při zachycení silného vysílače je na vstupu kmitajícího směšovače T_7 neomezený mf signál. Kmitající směšovač převádí mf signál 10,7 MHz na signál o kmitočtu 460 kHz, který je přes filtr F (šířka pásma pro -3 dB je $\pm 1,3$ kHz, selektivita pro 9 kHz je 30) veden na diodu D_4 a klopný obvod T_8 , T_9 , který ovládá KO_2 . Při překlopení KO_2 do výchozího stavu se odpojí obvod s Re, jehož kontakt re se rozpojí. Vyhledávání vysílače je přerušeno.

Úzký impuls „stop“ zajišťuje, že jsou zachyceny i slabé vysílače, a že je ADK „nepřetahuje“ na silnější vysílač. Dále je zaručeno, že mohou být s jistotou odladěny také silné vysílače, neboť rozsah zachycení ADK je malý.



Obr. 14. Zapojení OAL s operačními zesilovači

Nechceme-li, aby OAL zastavil ladění na každém vysílači, sepnou se S_3 nebo S_4 , které přeruší impuls „stop“. OAL vyhledává vysílače tak, že po připojení napájecího napětí způsobí články RC na výstupech klopných obvodů jejich překlopení do stavu H-L. Deje tomu, že ladicí napětí U_L odpovídá středu přijímaného kmitočtového pásma. Pro zmenšení ladicího napětí (odpovídajícího nižšímu kmitočtu) musíme sepnout spínač S_2 . Diody D_1 a D_2 zajišťují, že oba KO budou mít požadovaný stav. Spínací tranzistor T_1 se připojí přes kontakt relé k rezistoru 2 M Ω , na bázi T_{10} bude U_L (H). Na bázi T_{10} se bude pomalu zvětšovat kladné napětí, napětí na elektrodě D T_{10} a tedy i ladicí napětí se budou zmenšovat. Dostane-li se OAL do oblasti přijímatelného vysílače, pak KO_2 dostane impuls stop a přejde do stavu H-L. Práh zachycení se nastavuje trimrem C_{29} . Tranzistor T_6 se při tom uzavře a kontakt re se rozpojí. Při ladění směrem k vyšším kmitočtům se sepnou S_1 . Přes D_3 se překlápí KO_1 , takže C_1 se vybíjí přes R_7 . Po impulsu stop se rozpojí kontakt re .

Hlavní předností tohoto OAL je uchování napětí na kondenzátoru C_1 , který je od dalších obvodů oddělen kontaktem relé a je v obvodu MOSFET, takže ladicí napětí je uchováno po dlouhou dobu. Dobu, která je nastavena, a za níž se napětí na C_1 změní o 1 %, můžeme vypočítat ze vztahu

$$t = \tau \ln \frac{U_1}{U_2}$$

Kondenzátor, se vybíjí přes vstupní odpor MOSFET T_{10} ($10^{14} \Omega$), svodový odpor kondenzátoru C_1 ($10^{14} \Omega$) a izolační odpor kontaktu relé ($10^{13} \Omega$). Výsledný vybíjecí odpor (paralelní kombinace) je

$0,835 \cdot 10^{13} \Omega$. Při zesílení $T_{10} A = 5$ bude $C_{RES} = C_1 A = 2 \cdot 10^{-5} \text{ As/V}$ a $\tau = 0,835 \cdot 10^{13} \cdot 2 \cdot 10^{-5} = 1,67 \cdot 10^8$. Pak

$$t = 1,65 \cdot 10^6 \pm 459 \text{ hodin} \pm 19 \text{ dnů.}$$

Při změně napětí na C_1 o 1 % se při zesilovacím činiteli $A = 5$ změní napětí na elektrodě D o 5 %. Změní-li se U_L o 1 %, bude vysílač „zapamatován“ po dobu 4 dnů.

Lineární závislosti kmitočtu na U_L je dosaženo tak, že ve spojení s MOSFET je kondenzátor C_1 dobíjen stejnosměrným kladným napětím. Toto kladné stejnosměrné napětí je voleno tak, aby byl MOSFET provozován na sklonu charakteristiky $I_{DS} - U_{DS}$. Při nenabitém kondenzátoru je vlivem Zenerovy diody D_6 napětí U_L největší a konstantní.

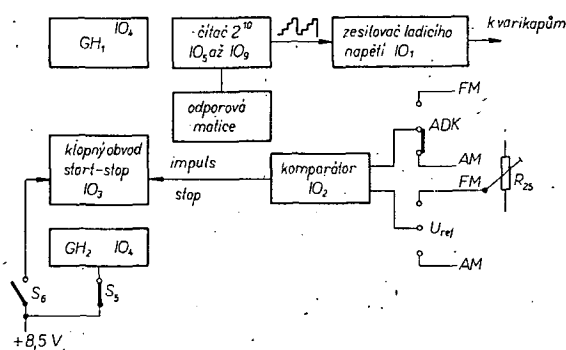
Při sepnutí S_2 při přeladování k nižším kmitočtům bude na emitorovém odporu T_1 větší kladné napětí (H), kterým se kondenzátor C_1 nabíjí z počátku lineárně. Při kladném napětí na elektrodě G MOSFET teče elektrodou D větší proud a napě-

tí U_L se začne zmenšovat. Tento lineární úbytek nebude vlivem charakteristiky $I_{DS} - U_{DS}$ ovlivněn. Lineární pokles při větších napětích U_L je požadován, neboť při velkém ladicím napětí je změna kapacity varikapu malá. Nabíjí-li se C_1 dále, ladicí napětí se dále zmenšuje. U_L je určeno napětím na elektrodě D MOSFET a to se stále dále zmenšuje a vlivem proudu I_{DS} se zmenší i kladné napětí na elektrodě G. Tento pokles bude ještě rychlejší, když napětí na C_1 bude v oblasti saturace. U_L je úměrné dI_{DS}/dt , a proto nepřímě úměrně změně kapacity varikapu na U_L , proto změna kmitočtu bude mít lineární průběh.

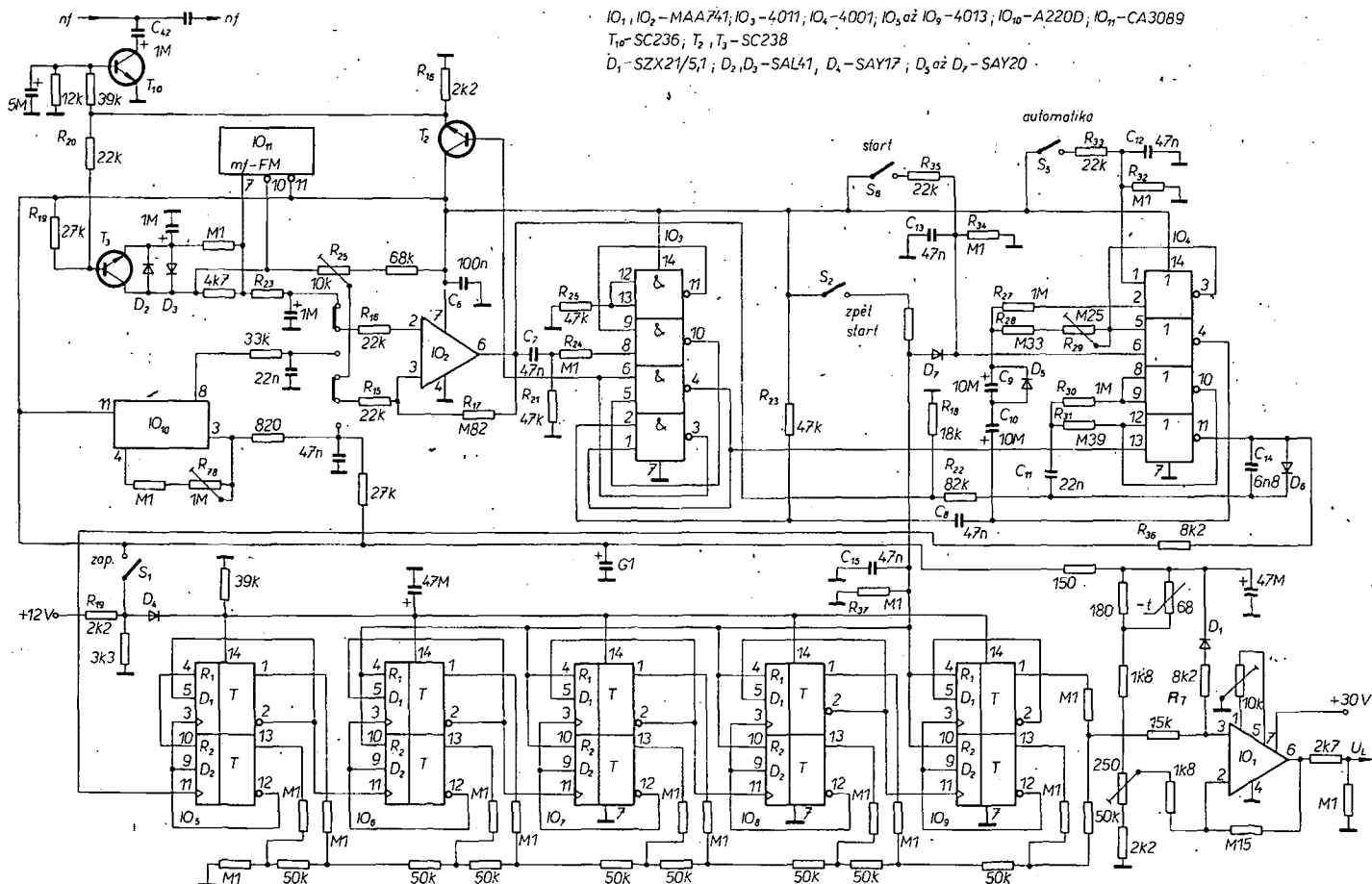
Digitální automatické ladění

Na obr. 16 je blokové zapojení obvodu digitálního automatického ladění, které nahrazuje ladicí potenciometr v přijímači s varikapem generátorem schodovitého napětí s 1024 napětími úrovněmi v rozsahu 2,3 V až asi 25 V. K získání tohoto

Obr. 16. Blokové schéma digitálního OAL



IO_1, IO_2 - MAA741; IO_3 - 4011; IO_4 - 4001; IO_5 až IO_9 - 4013; IO_{10} - A220D; IO_{11} - CA3089
 T_{10} - SC236; T_1, T_2 - SC238
 D_1 - SZX21/5,1; D_2, D_3 - SAL41; D_4 - SAY17; D_5 až D_7 - SAY20



schodovitěho napětí je využito číslicové analogového převodníku, sestaveného z desetibitového čítače a odporové matice $R-2R$.

V 10bitovém převodníku jsou použity IO CMOS, které jsou výhodné vzhledem k malému odběru proudu ze zdroje, čehož lze s výhodou využít při zapamatování posledně naladěného vysílače. Dvě hradla IO₄ pracují jako generátor pravoúhlého impulsu, kterým je řízen desetistupňový binární čítač IO₅ až IO₉. Tento čítač spolu s odporovou maticí vyrábí schodovitě napětí, které je převezeno na ladicí napětí zesilovačem ladicího napětí IO₁.

Obvod R₇, D₁ urychluje běh „schodů“ na horním konci pásma, čímž je linearizována stupnice. Na výstupu IO₁ (vývod 6) je ladicí napětí pro varikapu. Dokud bude hodinový generátor GH₁ dodávat impulsy na převodník D/A, bude se na varikapech skokově zvětšovat napětí a zvolený kmitočtový rozsah bude přeladován směrem nahoru. Při dosažení horního konce kmitočtového pásma se ladicí napětí zmenší na počáteční velikost a ladění probíhá od spodního konce přijímaného rozsahu. Při odpojení přijímače od sítě obdrží obvody CMOS IO₅ až IO₉ nadále udržovací proud přes R₁₉ a D₄ (obr. 17). Tak bude posledně přijímaný vysílač po zapnutí přijímače znovu přijíman.

Je-li nalezen vysílač, odpojí se GH₁ a ladění bude skončeno. Na varikapech v daném okamžiku bude napětí, odpovídající danému „schodu“.

Pro řízení ladění a s tím spojené stavy sepnutí je určen klopný obvod start-stop. Oba stavy klopného obvodu start-stop jsou dány následujícími úrovněmi a funkcemi:

1. Ladění

Vývod IO₃ 1 2 3 4 5 6 8 9 10 11 12 13
L H L H L H L H L L L

Během této funkce je GH₁ v provozu a napětí na varikapech se zvětšuje. Na emitru T₂ (obr. 17) je napětí asi 8 V. Tímto napětím se otvírají tranzistory T₃ a T₁₀, které odpínají ADK a přes kondenzátor C₄₂ se uzemňuje nf signál, takže budou potlačeny nežádoucí šumy.

2. Příjem

Vývod IO₃ 1 2 3 4 5 6 8 9 10 11 12 13
H H L H L L L H H L L

GH₁ je uzavřen úrovní L na vývodu 13 IO₄, ladicí napětí zůstane na posledně dosažené velikosti. Z emitru tranzistoru T₂ je úroveň L přivedena do báze T₁₀ a ten se uzavře, čímž bude otevřen nf kanál. Rovněž se přes R₂₀ uzavře tranzistor T₃ a začne fungovat ADK. Klopný obvod start-stop se přepne odpovídající úrovní nebo spínací hranou na jeho vstupech.

Při startu v poloze „ruční ladění“ (spínač S₅ sepnut) bude na vývodu 6 IO₄ při sepnutí spínače S₆ úroveň H. Na vývodu 4 vznikne skok HL, který je přes C₈ přiveden na vývod 2 IO₃ a překlápí obvod do stavu „ladění“. V poloze „automatické ladění“ (spínač S₅ rozpojen) je vývod 1 IO₄ na úrovni L a GH₂ tvořený dvěma horními hradly IO₄, bude kmitat. Přes C₈ se přeneše hrana HL získaného pravoúhlého impulsu na vývod 2 klopného obvodu start-stop a spouští v pravidelném intervalu (asi 6 s) ladění. Při naladěním vysílače je další ladění zastaveno a následující hranou HL z GH₂ opět spuštěno. Když je naladěn požadovaný vysílač, vypneme GH₂ sepnutím spínače S₅.

Pro zastavení ladění při přesném nastavení na daný vysílač je při FM příjmu využito S-křivky detektoru. V rozsazích AM je použito speciálního diskriminátoru, naladěného na mf kmitočty 455 kHz, který si popíšeme v další části.

V komparátoru, osazeném operačním zesilovačem IO₂, je porovnáváno stejnosměrné referenční napětí s napětím ADK demodulátoru FM nebo AM a výstupním napětím je ovládán klopný obvod start-stop. Zastavení probíhá následovně: když se při zvětšujícím se ladicím napětí přiblíží kmitočty přijímače kmitočtu vysílače, začne se zvětšovat napětí ADK. Při tom se překlápí komparátor, na jeho vstupu bude úroveň L, která je přes odpor R₂₂ přivedena na diodu D₆. Dioda se otevře a překlene kondenzátor C₁₄, určující kmitočty, hodinový kmitočty se sníží (bude asi 50 Hz); proto se bude U_L v daném okamžiku zvětšovat pomaleji.

Výstupní napětí se změní skokově na úroveň H, když napětí z demodulátoru překročí nastavené referenční napětí. V okamžiku přepnutí z L na H je LH hrana přes C₇ a R₂₄ přivedena na klopný obvod start-stop a přepne ho do stavu příjem. Přepnutím je skončeno ladění. K přepnutí klopného obvodu start-stop hranou LH z výstupu komparátoru může dojít jen tehdy, je-li na jeho vývodech 12 a 13 úroveň L. Referenční úroveň se nastaví trimry R₂₅ a R₇₈ a to tak, aby vysílač byl naladěn do středu S-křivky. Protože komparátor má hysterezi, je toto nastavení třeba několikrát opakovat. Zapojení digitálního obvodu automatického ladění je na obr. 17 a časový průběh zastavování na obr. 18.

V další části si popíšeme digitální automatické ladění s magnetickou pamětí. Jeho hlavní součástí je čítač kanálů s dekadickým čítačem 00 až 60, vhodný pro pásmo CCIR, v němž má rozsah VKV 52 kanálů. Dnešní odstup kanálů je 100 kHz (dříve 300 kHz). Proto je před dekadickým čítačem předřazen čítač trojkový. Každý kanál je tedy možno přijímat ve třech polohách, označených -, 0 a + (obr. 19). Poloha čítače odpovídá číslu kanálu a je indikována displejem.

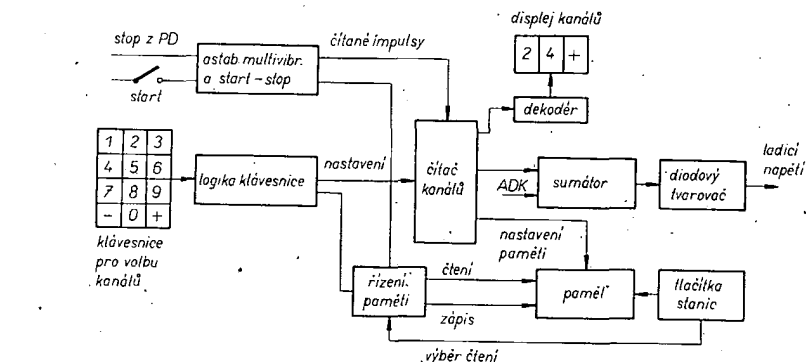
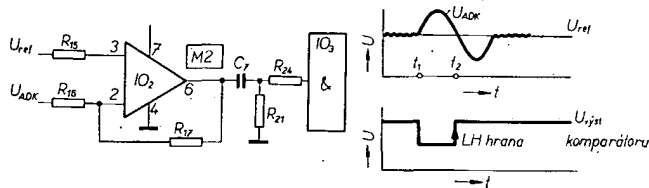
Čítač kanálů lze nastavit trojím způsobem. Desítková klávesnice dovoluje přímou volbu požadovaného kanálu. Při tom slouží logika klávesnice i ke správnému rozlišení tří navolených čísel, např. 18+. Druhou možností, jak nastavit čítač, je obvod automatického ladění. Při tomto způsobu musíme stlačit tlačítko start. Astabilní multivibrátor se rozeběhne a čítač kanálů počítá směrem nahoru, až se zachytí pro příjem vhodný vysílač. Astabil-

ní multivibrátor je uveden do klidu napětím z poměrového detektoru. Třetí možností je použít tlačítka stanic. Desítková klávesnice a OAL mohou být využity ve spojení s každým tlačítkem stanice. Vysílač nastavený OAL nebo klávesnice bude automaticky jako stav čítače kanálů zapáán do devíti toroidů paměťové matice. Stlačíme-li tlačítko stanice, pak bude připojena přes jeho kontakty příslušná řada toroidů v paměťové matici. Současně je mžikovým kontaktem rozlišen cyklus zápis-čtení. Čtecí signál nastaví čítač kanálů na zapamatovanou hodnotu. Při zápisu jde informace zpět do paměťové matice a v ní budou postupně toroidy při čtení vymazány. Při zapnutí přístroje proběhne stejný cyklus, takže bude přijíman stejný vysílač jako před vypnutím. Nastavený vysílač je bez použití mechanických prvků zapamatován a jeho kmitočty zůstane zachován, i když nosná vysílače vypadne. Toto uspořádání je např. velmi vhodné v autopřijímači, kde k tomuto jevu dochází velmi často (jízda v tunelech, horách apod.).

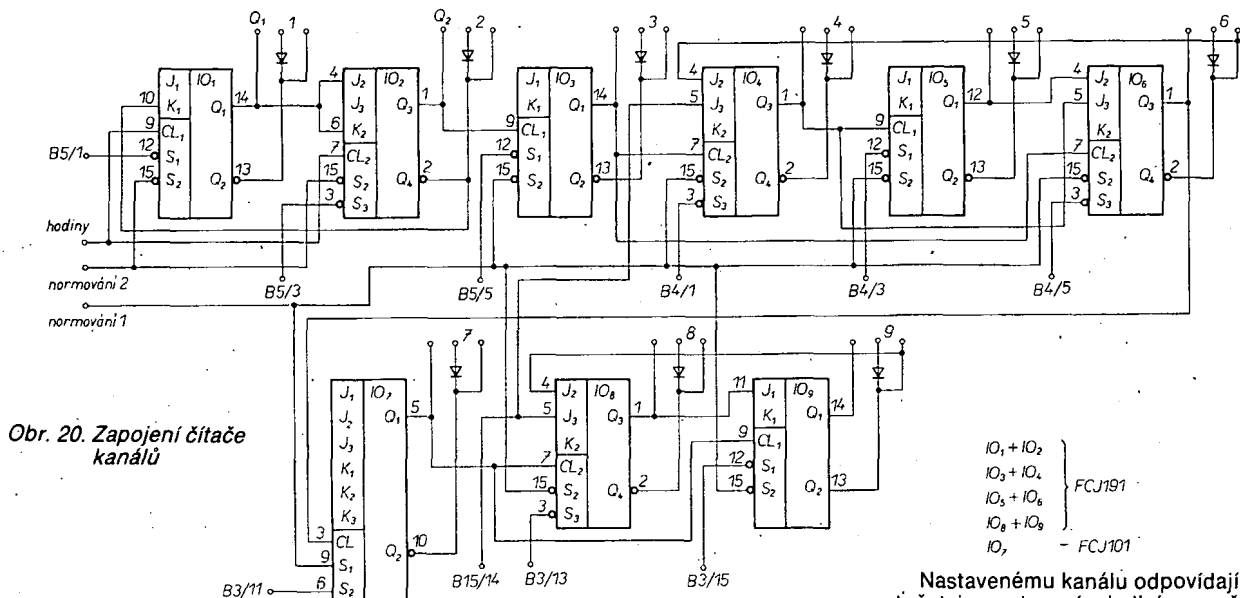
Každému nastavení čítače kanálu musí odpovídat takové napětí, kterým se nastaví oscilátor přijímače pomocí variakapu na požadovaný kmitočet. Charakteristika oscilátoru s varikapy je dána závislostí kmitočtu na ladicím napětí a je to „prohnutá“ křivka. Pro realizaci této křivky slouží dvanáctistupňový převodník D/A. Výstupy čítače kanálů jsou vedeny na sumátor s operačním zesilovačem. Jeho výstupní napětí je funkcí stavu čítače a má tvar schodů. Tímto výstupním napětím je řízen druhý operační zesilovač, jehož výstupní napětí je vytvářováno do požadovaného tvaru odporovou sítí a spínacími diodami, zapojenými v jeho zpětné vazbě. Digitální OAL využívá obvody DTL. Bylo by možné použít i obvody TTL.

Zapojení čítače kanálů je na obr. 20. Celý čítač je sestaven z trojkového čítače IO₁, IO₂, desítkového čítače IO₃ až IO₆ a šestkového čítače IO₇, IO₉. Činnost trojkového čítače si vysvětlíme podrobněji. Trojkový čítač je zapojen jako synchronní čítač. Překlopení klopného obvodu je řízeno napětím na jeho vstupech J a K. Na obr. 21 je zapojení klopného obvodu J-K. Z příložené pravdivostní tabulky vyplývá, že k J nebo K příslušný výstup Q₁ nebo Q₂ budou na úrovni H po jednom hodinovém impulsu, pokud byly

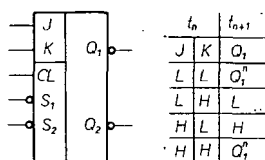
Obr. 18. Časový průběh impulsu STOP



Obr. 19. Blokové zapojení digitálního OAL s pamětí



Obr. 20. Zapojení čítače kanálů



Obr. 21. Klopny obvod J-K

před tím odpovídající vstupy J nebo K na úrovni H. Signál L na vstupech J, K je uzavírá. Signál H na obou vstupech J, K dovoluje stále změnu úrovně na výstupu Q po hodinovém impulsu.

Signálem „normování“ jsou všechny klopny obvody čítače kanálů nastaveny do stavu 0. Na výstupu Q1 IO1 a IO2 je signál L, na výstupu Q2 signál H. První čítačový impuls je přiveden na oba paralelně zapojené hodinové vstupy klopného obvodu IO1 a IO2. Klopny obvod IO1 se překlápí na úroveň H, když jeho vstup K je přes Q2 IO2 na úrovni H a jeho vstup J je nezapojen – tak je stále na úrovni H. Klopny obvod IO2 se nemůže překlápět, neboť jeho vstupy J a K jsou přes Q1 IO1 na úrovni L. V tab. 1

Tab. 1. Stav trojkového čítače

Impuls	Q1 IO1	Q2 IO2	
0	L	L	normování
1	H	L	
2	L	H	
3	H	H	
4	H	L	přenos
5	L	H	
6	H	H	
7	H	L	přenos

jsou stavy klopných obvodů IO1 a IO2 v závislosti na počítaných impulsích. Druhým čítaným impulsem se překlápí jak IO1, tak i IO2, jehož vstupy J a K jsou na úrovni H. Třetí čítaný impuls stejně jako první čítaný impuls překlápí jen klopny obvod IO1. Při čtvrtém čítaném impulsu je KO IO1 přes Q2 na úrovni L, takže klopí jen obvod IO2. Tím je opět dosaženo stavu 1, tento děj se opět opakuje při pátém impulsu, který bude stejný jako druhý impuls. Vždy, když Q1 IO2 klopí z H na L,

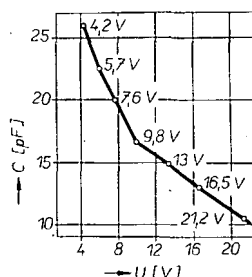
dává trojkový čítač přenosový impuls na následující desítkový čítač. Jak je zřejmé z tab. 1, budou klopny obvody IO1 a IO2 současně na úrovni L jen při normování, nikoli při čítání impulsu. Pro úplnost jsou v tab. 2 a 3 stavy desítkového a šestkového čítače.

Tab. 2. Stav dekadického čítače

Impuls	Q1 IO3	Q2 IO4	Q3 IO5	Q4 IO6	
1	L	L	L	L	normování
2	L	H	L	L	
3	H	H	L	L	
4	L	L	H	L	
5	L	H	H	L	
6	L	L	H	H	
7	L	H	H	L	
8	L	L	L	H	
9	H	L	L	H	
10	L	L	L	L	přenos
11	H	L	L	L	

Tab. 3. Stav šestkového čítače

Impuls	Q1 IO7	Q2 IO8	Q3 IO9	
1	L	L	L	normování
2	L	H	L	
3	H	H	L	
4	L	L	H	
5	H	L	H	
6	L	L	L	

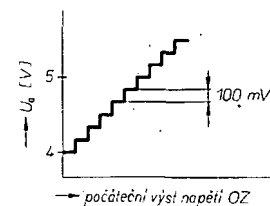
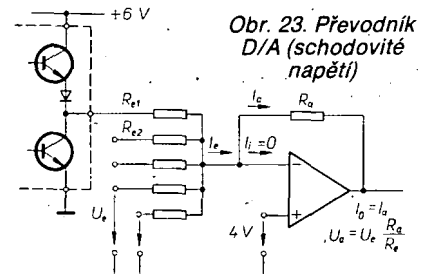


Kanál	ΔU [mV]	Na krok
0 až 10	1500	50
10 až 20	1890	63
20 až 30	2190	73
30 až 40	3210	107
40 až 50	3510	117
50 až 60	4710	157

Obr. 22. Aproximované charakteristiky varikapu

Nastavenému kanálu odpovídající kmitočet je nastavený ladicím napětím na varikapech. Na obr. 22 je křivka závislosti kapacity na ladicím napětí. Vzdálenost mezi jednotlivými vyznačenými body odpovídá desítkám kanálů. Tak např. kanálu 0 odpovídá napětí 4,2 V a kanálu 10 napětí 5,7 V. Křivka je aproximována přímkami mezi sedmi exaktními body jako funkce dvoustupňového převodníku D/A. Při polygonním přiblížení křivky ladění dostaneme ve středu chybu 30 kHz oproti skutečné křivce. Tato chyba je eliminována napětím ADK.

Převod A/D je převod dvoustupňový. V prvním stupni je stav čítače převeden na lineární se zvětšující schodovité napětí. Pomocí obr. 23 můžeme odvodit jednotlivé stupně. Na neinvertním vstupu operačního zesilovače je konstantní napětí



4 V. Na invertujícím vstupu je přes zpětnou vazbu (přes R9) rovněž +4 V. Invertující vstup je řízen z výstupů klopných obvodů kanálového čítače přes odpory. Tyto odpory jsou odstupňovány v poměru čítání klopných obvodů. V tab. 4 je závislost stavu klopných obvodů na R9.

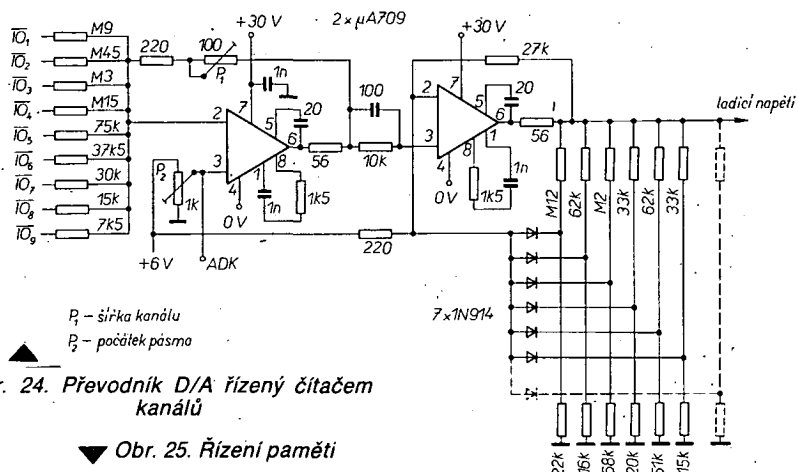
Čítač kanálů	Velikost	R9 [kΩ]
IO1	1/3	900
IO2	2/3	450
IO3	1	300
IO4	2	150
IO5	4	75
IO6	8	37,5
IO7	10	30
IO8	20	15
IO9	40	7,5

jemná závislost mezi klopnými obvody a řídicími odpory. Výstupní napětí operačního zesilovače vyplývá ze vztahu

$$U_a = \frac{R_a}{R_e} U_e,$$

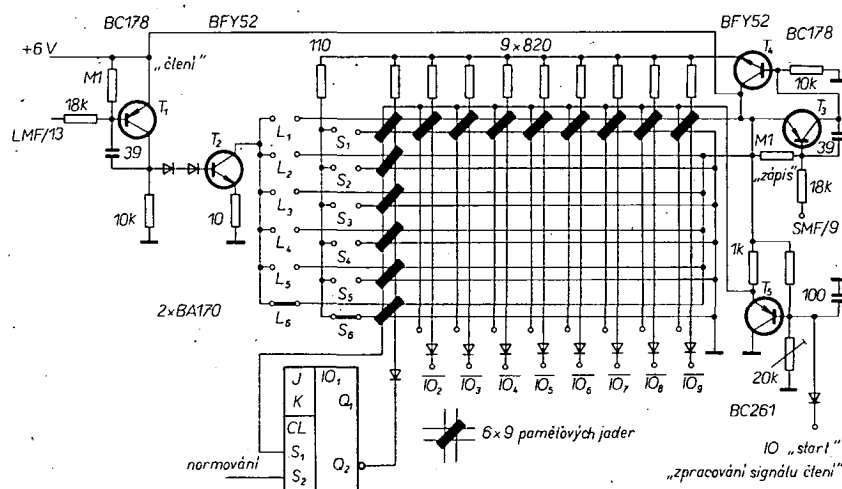
$U_e = 4 \text{ V}$ a R_e je paralelní spojení všech řídicích odporů, jsou-li výstupy příslušných klopných obvodů na úrovni L. Výstupy klopných obvodů, které jsou na úrovni H, jsou od invertujícího vstupu operačního zesilovače odděleny diodou, která je součástí klopného obvodu; ten pak nemá na výstupní napětí žádný vliv. Takto zapojený operační zesilovač pracuje jako sumátor.

Za sumátorem je zapojen další operační zesilovač (obr. 24), který je zapojen jako



Obr. 24. Převodník D/A řízený čítačem kanálů

Obr. 25. Řízení paměti



diodový funkční generátor. Jeho zesílení je určeno velikostí zpětné vazby. V zapojení podle obr. 24 bude zpětná vazba při dosažení vyznačeného bodu v obr. 22 připnuta diodami. Dělič napětí na výstupu druhého operačního zesilovače je nastaven tak, že lineárně se zvětšující schodovitě napětí je vytvářováno do křivky podle obr. 22. Toto výstupní napětí je použito jako ladicí napětí pro přijímač.

Kanálovým čítačem nastavený kanál je zapamatován v buňce paměťové matice. Na obr. 25 je řízení paměti a zpracování čtecího signálu. Pro každé ze šesti tlačítek stanic (spínače S_1 až S_6 a L_1 až L_6) je určen řádek devíti paměťových jader, připojených na devět klopných obvodů kanálového čítače. Maticí tedy tvoří 6×9 jader. Ve vzorku byly jako paměťová jádra použity toroidy. Ty mají oproti paměťovým jádrům z feritu tu přednost, že k demagnetizaci potřebují menší proud, přičemž dávají větší čtecí signál. Toroidy jsou navinuty podle obr. 26. Po dobu

čtecího impulsu $I_R = 350 \text{ mA}$, $t = 7 \mu\text{s}$ jsou tranzistory T_1 , T_2 vodivé. Čtecí proud teče do řádku přes sepnuté tlačítko stanice. V jádru čteného řádku, na němž je úroveň H, vznikne při demagnetizaci čtecí impuls 100 až 120 mV na závit. Čtecí vinutí má 9 závitů, takže čtecí napětí bude 0,9 V až 1,08 V. Všechna šest vinutí, která se přiřazují k jednomu klopnému obvodu čítače kanálů, je od sebe odděleno.

Čtecí napětí jádra je použito k přímému nastavení klopných obvodů. Jeden konec čtecího vinutí vede k „nastavení“ příslušného klopného obvodu, druhý konec je připojen přes T_5 na 2 V. Toto napětí působí na každý klopný obvod jako úroveň H. Čtecím impulsem přečtená úroveň H bude vstupem „nastavení“ převedena na úroveň L a tím nastaven klopný obvod.

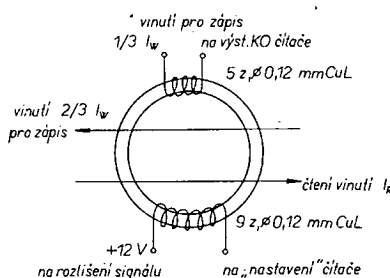
Zápis do jádra je proveden proudem $I_W = 70 \text{ mA}$ (celkový proud). Během impulsu zápisu ($t = 50 \mu\text{s}$) jsou tranzistory T_3 a T_4 vodivé. Proud pro zápis je na jádro přiveden přes dvě oddělená vinutí. Klopný obvod čítače kanálů dodává přímo přes vinutí s 5 závitů 1/3 proud I_W do šesti příslušných jader. Řádek, do kterého je zapisováno, se volí tlačítkem stanice (spínače S_1 až S_6). Přes spínač stanice teče do příslušného řádku proud zápisu rovný $2/3 I_W$. Když se proudy z klopného obvodu a ze spínače stanic sečtou, bude jádro přemagnetizováno na úroveň H. Cyklus řízení pro zapamatování následuje po cyklu čtení. Má-li při paměťovém cyklu být informace namísto z paměti do kanálového čítače převedena naopak z kanálového čítače do paměti, pak bude normovací impuls potlačen a při čtení bude na kolektoru $T_5 + 6 \text{ V}$.

Obvod ladění je spouštěn tlačítkem start (obr. 27). To spouští startovací klopný obvod B_{15} , který přes výstup 13 a hradlo uvolňuje astabilní multivibrátor. Impulsy počítá dále čítač kanálů. Každý počítací impuls odpovídá ladicímu skoku 100 kHz. Při proladování přijímače při příjmu signálu vysílače se výstupní stejnosměrné napětí poměrového detektoru mění od nuly k záporné velikosti, odtud k nule a kladné velikosti a opět k nule (obr. 28). Napětí poměrového detektoru překlápí svým záporným napětím klopný obvod na obr. 28. Klopný obvod má hysterezi, takže se překlápí zpět teprve v blízkosti průchodu poměrového detektoru nulou. Klopný obvod start se překlápí a vypne astabilní multivibrátor. Vysílač je zachycen. Skokovitým nastavením lze dosáhnout minimální chyby naladění, která se kompenzuje napětím ADK.

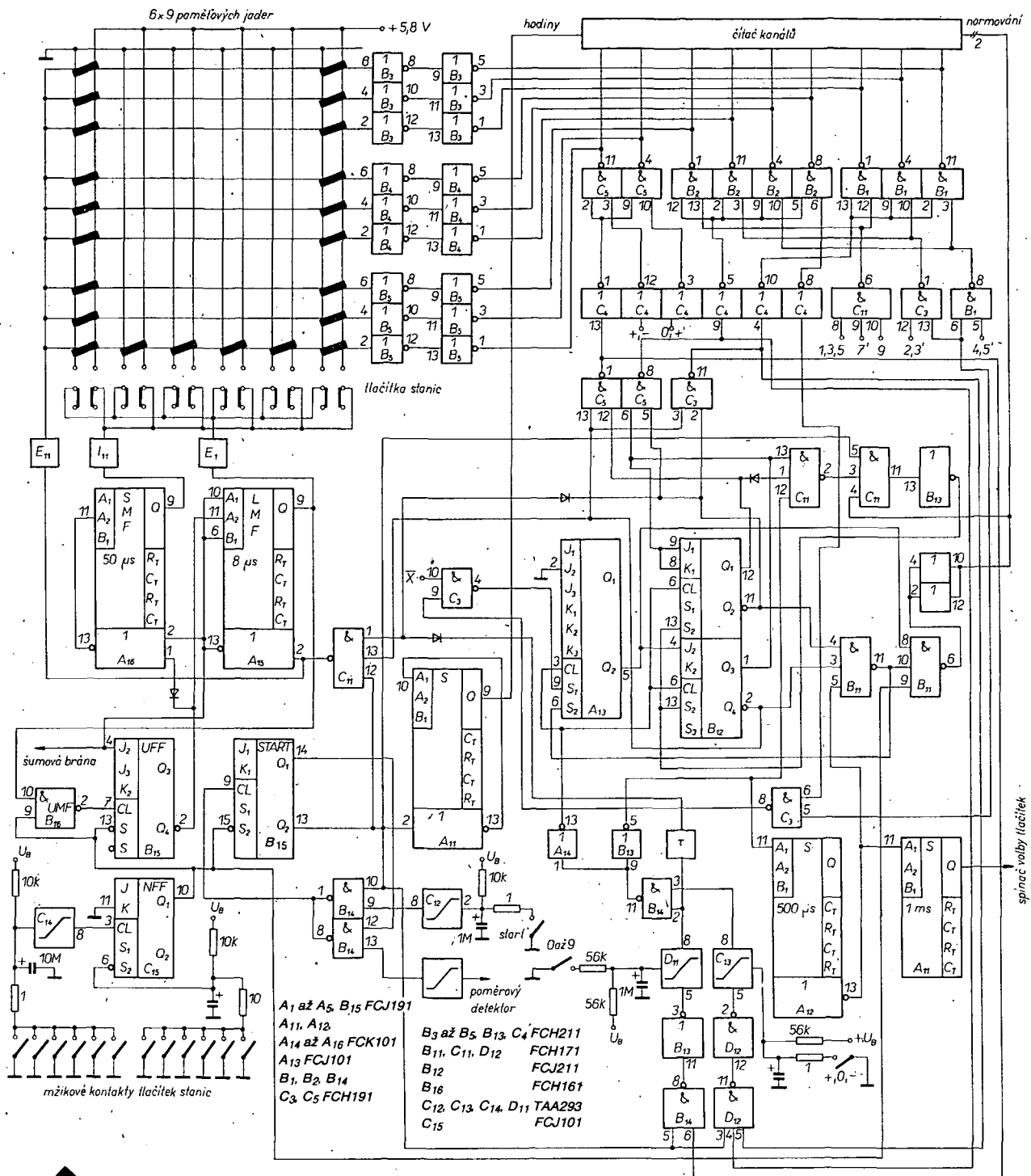
Obvod na obr. 27 dává přehled potřebných požadavků na řídicí logiku. Levá část zapojení slouží k získání řídicích impulsů pro cyklus paměti a pravá část obsahuje logiku pro zadávání dat přes desítkovou klávesnici. Čítačem A13/B12 je uspořádáno zadávání desítek jednotek trojek předčítače do kanálového čítače. Číslo čítače kanálů převzata přes hradla B1/B2/C3/C5.

Stejně jako u velkých napětí musíme i zde napájecí napětí zapínat a vypínat v daném pořadí, aby zapsaná informace nebyla vymazána nebo zkreslena. Na obr. 29 je doporučené zapojení napájecího zdroje. Přes tranzistor BC160 dostane napájecí napětí logika, takže se nastaví normovaný (požadovaný) stav logiky. Přes druhý tranzistor bude napětí pro řízení paměti na výstupu zdroje až tehdy, bude-li překročeno napětí Zenerovy diody plus U_{BE} (asi 4,5 V).

Na obr. 30 až 35 jsou obvody, pomocí nichž lze nastavit na klávesnici přijímače požadovaný kmitočet, který je indikován na displeji. Tyto obvody lze použít i pro digitální stupnici. Kmitočet oscilátoru je dělen tisíci a tento signál se přivádí do čítače. Protože časová základna má dobu hrazení 1/100 s, je možné použít čtyřmístný displej (např. 102,4 MHz = 102 400 000, indikuje se jako 1024). Aby mohl být indikován kmitočet přijímaného signálu, nesmí být čítač nastaven na 0, neboť je nutno vzít v úvahu mf kmitočet – proto je nutno použít dekadický čítač s možností přednastavení (např. pro mf kmitočet 10,7 MHz bude přednastavené číslo 10 000 – 107 = 9893). Stav čítačů jsou porovnávány dekadicky se zakličeným požadovaným kmitočtem v posuv-



Obr. 26. Paměťové jádro



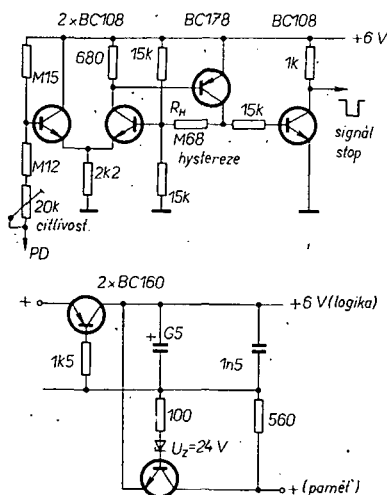
Obr. 27. Řídící obvody paměti

Obr. 28. Obvod signálu STOP

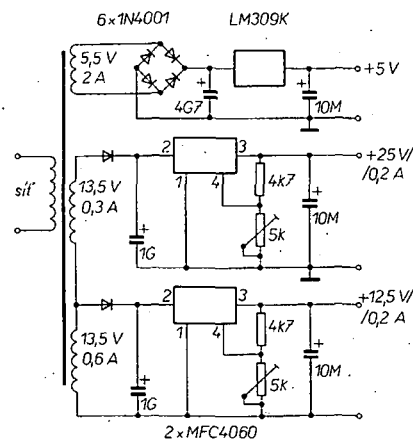
ném registru komparátoru. Z těchto čtyř údajů je odvozeno řídicí napětí pro OAL (obr. 14); to je při rovnosti ve všech čtyřech dekádách rovno 12,5 V. Signál vysílače bude zachycen jen přes S-křivku detektoru, signál detektoru je rovněž zaveden do OAL a řídí ho. Kmitočet přijímače je zadán dekádickou klávesnicí a do kódu BCD převeden v kodéru.

Na obr. 30 je zapojení síťového zdroje.

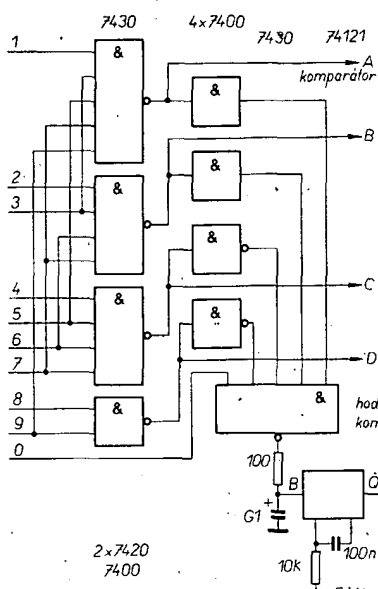
Na obr. 31 je zapojení kodéru, který mění dekádickou informaci v kód BCD. Dále je přes obvod RC (proti zákrmitům tlačítek) vybuzen monostabilní klopný ob-



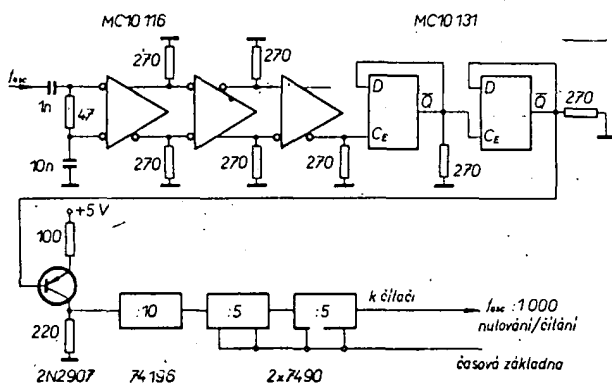
Obr. 29. Řízený stabilizovaný zdroj



Obr. 30. Napájecí zdroj



Obr. 31. Kodér dekadických čísel



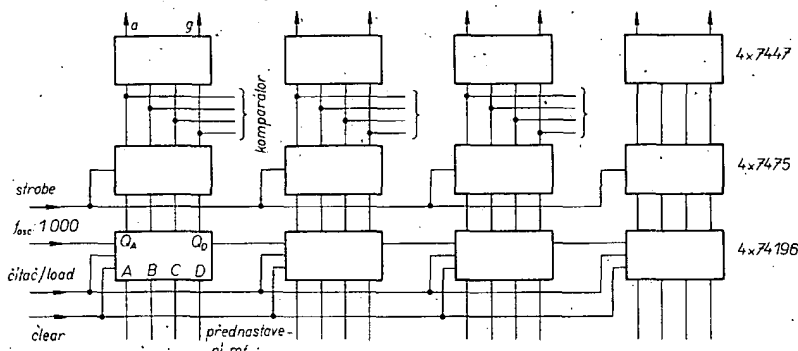
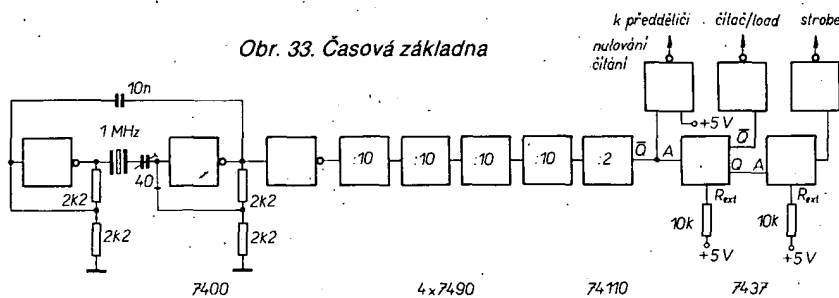
Obr. 32. Předdělič kmitočtu

vod, jehož hodinový impuls způsobí, že informace BCD je přenesena do posuvného registru komparátoru a tam uložená data dekady budou posunuta dále.

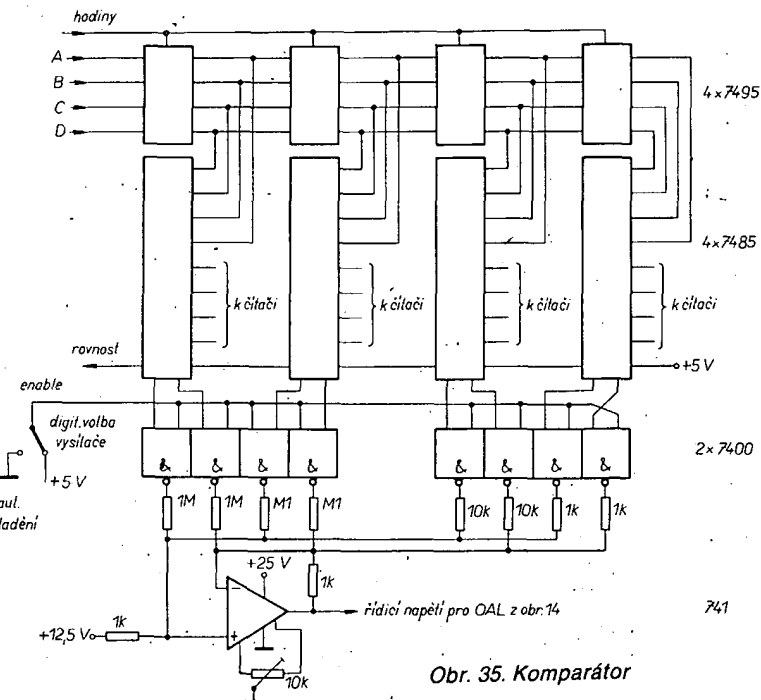
Na obr. 32 je zapojení předděliče kmitočtu. Signál z oscilátoru je zesílen a omezen v MC10116 (ECL), zapojeném jako rozdílový zesilovač. V následujícím dvojitěm klopném obvodu typu D, MC10131, je

tento kmitočet signálu dělen čtyřmi. Za ním je zapojen jako zesilovač a převodník úrovně tranzistor a dále tři dekadické čítače TTL (:10, :5, :5). Oba poslední děliče pracují jen 1/100 s (nulování-čítání). Tím je dosaženo toho, že i poslední číslo displeje bude svítit trvale a nebude poblikávat. Pro MC10116 potřebujeme vstupní napětí asi 15 mV při 100 MHz.

Obr. 33. Časová základna



Obr. 34. Čítač kmitočtu



Obr. 35. Komparátor

Klopný obvod MC10131 má minimální mezní kmitočet 125 MHz a typický 160 MHz. Tyto obvody je možné nahradit obvody série K500 ze SSSR.

Na obr. 33 je časová základna, z níž se získávají impulsy pro přenos informace v paměti 7475 (strobe) a pro zpětné nastavení čítače 74196 (čítač) – load nebo clear. Dále se z ní získává napětí pravouhlého průběhu 50 Hz – impulsy 0,01 s pro předdělič kmitočtu (nulování, čítání).

Čítač kmitočtu na obr. 34 je osazen dekadickými programovatelnými čítači 74196. Vstupy dat jsou naprogramovány podle použitého mf kmitočtu. Např. pro mf kmitočet 10,7 MHz musíme nastavit 9893, což odpovídá úrovní HLLH LLLH LLHH na vstupech dat. Vstupem clear lze nezávisle na programování nastavit na čítači 0. Z mezipaměti 7475 je odebírána informace BCD pro komparátor.

Informace z klávesnice je zapamatována v registru 7495. 4.4 bity jsou srovnávány s kmitočtem na displeji v komparátorech 7485 (obr. 35). Čtyři výsledné údaje řídí přes osm hradel NAND (které slouží k tomu, že nesprávné výsledky nejsou zpracovány) operační zesilovač zapojený jako sumátor. Při rovnosti nemá příslušná dekáda žádný vliv. Na výstupu sumátoru je k dispozici řídicí napětí, které přes obvod OAL (obr. 14) koriguje ladicí napětí, že je dosaženo rovnosti ve všech čtyřech dekadách. Řídicí napětí se liší od úrovně 12,5 V a to tím více, čím vyšší je dekáda, v níž dochází k nerovnosti. Tím je dosaženo, že OAL proběhne všechny dekády v téměř stejném čase, dokud nenalezne vysíláč. Při automatickém ladění je komparátor oddělen přes hradla NAND od sumátoru. Výstup rovnost bude při rovnosti ve všech čtyřech dekadách na úrovni H. V opačném případě může být využit pro ovládání sumové brány. Spínače tlačítek klávesnice jsou v klidu připojeny na 5 V a při sepnutí jsou uzemněny.

Syntezátory

Zatímco jsou až dosud ve špičkových přijímačích používány digitální stupnice, jejichž opodstatnění je sporné, směřuje trend k úplné digitalizaci ladicího systému. Nejvhodnější pro tento účel je rozsah

Aby bylo umožněno jednoduché programování děliče, musí být dělicí činitel N , případně děličem programovaná vstupní data P svázána jednoduše s přijímaným kmitočtem (např. součtem s volitelným sumandem). V opačném případě bude programování děliče velmi složité. Při popisu převodníku dat se o tom ještě zmíníme.

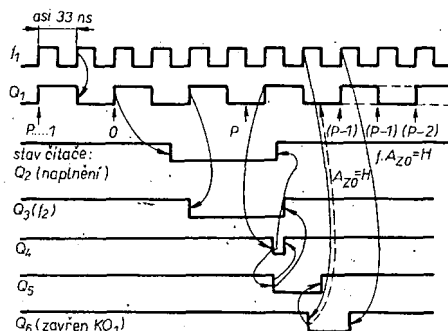
Funkce programovatelného děliče (obr. 38) je vysvětlena pomocí vývojového diagramu (obr. 39). Programovatelnými daty P napájený řetězec Z_1 až Z_3 počítá směrem dolů s $f_{1/2}$ (12,3 až 15 MHz). K dekódování povelu naplnění a k zápisu dat je zapotřebí 40 až 60 ns. Když čítač dosáhne stavu nula, přepne se nejdříve na dvoubitový posuvný registr KO_3 , KO_4 . Je-li posuvný registr aktivní, zůstává čítačového řetězci dostatečná doba (130 ns) na obnovení naplnění. Tak je dosaženo jednotného nastavení obou klopných obvodů KO_3 a KO_4 . Takto dosažené zpoždění, více než 66 ns, je dostatečné pro naplnění čítače. Dvoustupňový registr byl zvolen pro jednoduché programování děliče. Když se po čtvrtém vstupním impulsu objeví na výstupu z KO_4 informace (úroveň L), zmizí naplňovací impuls na Z_1 až Z_3 . Čítač je opět připraven k provozu a očekává další hranu L-H vstupního impulsu, který je vydělen 2.

Je-li naprogramovaný vysílač ($A_{Z0} = L$) v kmitočtovém rastru 100 kHz, obnoví se čítačový cyklus. Dělicí poměr je v tomto případě $N_1 = f_1/f_2 = 2(P_1 + 2)$. S přihlédnutím k rovnici (3) musí být čítač naplňován s $P_1 = f_{osc}/100 \text{ kHz} - 2$.

Při volbě vysílače v kmitočtovém rastru 100 kHz ($A_{Z0} = H$) bude přes klopný obvod KO_6 , který je spouštěn pomocí f_1 , uzavřen klopný obvod KO_1 , a to přesně po dobu jedné periody taktu f_1 . Dělicí činitel je nyní $N_2 = f_1/f_2 = 2(P_2 + 2) + 1 = 2f_{osc}/100 \text{ kHz}$ a $P_2 = f_{osc}/100 \text{ kHz} - 2,5$.

Čítací řetězec musí být potom naplňován signálem o kmitočtu, který je o 50 kHz pod přijímaným kmitočtem rastru 100 kHz. „Chybějících“ 50 kHz se přičte uzavřením vstupního impulsu připojeným hradlem při $A_{Z0} = H$.

Přesný časový průběh popsaného postupu je zřejmý z časového diagramu na obr. 40. Jak vyplývá z obr. 38, jsou jako KO_4 a KO_5 použity klopné obvody s velmi krátkými spínacími časy (MH74S74). Vzhledem k velkému zatížení výstupů Q připojených na vstupy nastavení a nulování, je potřebný další klopný obvod (za jistých okolností jsou jako budiče těchto vstupů použita rychlá hradla D200). Signál o kmitočtu f_2 je z výstupu Q_3 veden přes dva invertory, aby výstup nebyl zatěžován. Tím je zajištěno, že vstupní signál (jehož kmitočet je vydělen 2:1) je ve fázi s přední hranou vstupního signálu, který spouští kmitočtový fázový komparátor, čímž se vylučuje možná šumová modula-



Obr. 40. Časový diagram programovatelného děliče

ce oscilátoru přijímače a zlepšuje stabilita smyčky PLL.

Uvedený programovatelný dělič byl zkoušen s různými IO. V každém případě je možné počítat se vstupním kmitočtem 32 MHz a u některých kusů může být $f_1 = 38 \text{ MHz}$. Sestavení je celkem málo kritické, ale dělič musí být dobře stíněn a zemnicí plochy by měly být co největší. Rovněž je dobré blokovat napájení každého obvodu kondenzátorem 30 až 100 nF.

Jak je z předchozího zřejmé, není možné programovatelný dělič naplnit přímo vstupními daty přijímaného kmitočtu f_{vst} . Proto využíváme výrazu

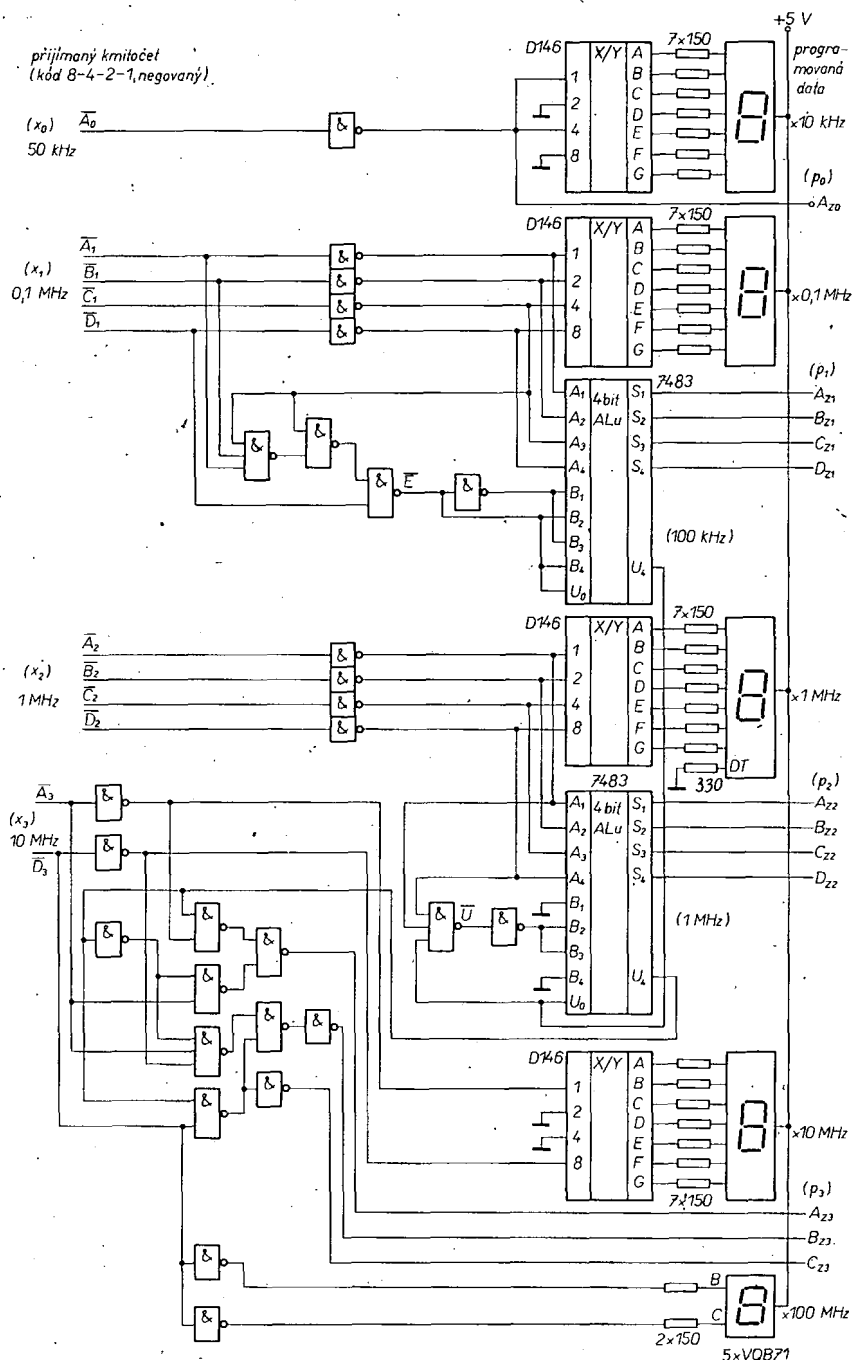
$P = f_{osc}/100 \text{ kHz} - 2$. Při mf kmitočtu 10,7 MHz = 107 000 kHz dostaneme pak upravený výraz $P = f_{vst}/100 \text{ kHz} + 105$. Obecně je $P = X + Y$, přepsáno do dekadických exponentů

$$p_3 \cdot 10^2 + p_2 \cdot 10^1 + p_1 \cdot 10^0 = (x_3 \cdot 10^2 + x_2 \cdot 10^1 + x_1 \cdot 10^0) + (y_3 \cdot 10^2 + y_2 \cdot 10^1 + y_1 \cdot 10^0).$$

Pro výpočet P je vhodné kódovat oba činitele X, Y v kódu 8-4-2-1. Nejdříve uvážíme obě poslední dekadická čísla x_1, y_1 s násobitelem 10^0 (poloha 100 kHz). Pro $y_1 = 5$ v prvním případě ($0 \leq x_1 < 5$) bude $p_1 = x_1 + y_1$. Nedojde k přenosu do další vyšší dekády. Technicky lze tento případ realizovat jednoduše 4bitovou úplnou sčítačkou. Horší je však případ 2 ($5 \leq x_1 \leq 9$), tj. když dochází k přenosu. Zde bude součet proveden ve 4bitové úplné sčítačce v čistě dvojkovém kódu, a proto musí být, vzhledem k vzniklé pseudotetrádě, použit korekční člen. Tento relativně složitý požadavek se dá obejít, když součet p_1 , s přihlédnutím k $y = 5$, provedeme jako dvojitý součet podle rovnice:

$$p_1 (x_1 \leq 5) = x_1 + (15 - 5) + 1.$$

V tomto případě bude pseudotetráda (10 až 15) přeskočena. Rozdíl (15-5) je pat-



Obr. 41. Displej a převodník dat

náctým komplementem čísla 5, tzn. že příslušné kódované slovo bude vytvořeno negací jednotlivých bitů 5 v dvojkovém kódu. Na příkladě si ozřejmíme tento postup: Jestliže $x_1 = 7$, pak bude:

$$\begin{array}{r} \text{L H H H} \quad (\triangleq 7) \\ + \text{L H L H} \quad (\triangleq 15-5) \\ \hline \text{H} \quad (\triangleq 1) \\ \text{dvojkový součet} \\ \text{(H) L L H L} \quad (\triangleq 2 + \text{přenos}) \end{array}$$

V případě 2 ($5 \leq x_1 \leq 9$) je součet p_1 v kódu BCD proveden pouze sečtením x_1 a 15. komplementu čísla $y_1 = 5$ v dvojkové soustavě (pomocí 4bitové úplné sčítačky), přičemž ještě potřebná binární 1 funguje jako vstupní přenos U_0 . Rozhodovací signál E je dán logickou funkcí:

$$E = \bar{D}_1 \wedge \bar{C}_1 \vee \bar{C}_1 \wedge B_1 \wedge A_1.$$

Přitom tetráda $D_1 C_1 B_1 A_1$ je číslo x_1 v kódu BCD.

Jednodušší je součet obou následujících dekadických čísel x_2 a y_2 (pozice 1 MHz). Přenos do následující vyšší dekády vznikne jen při $x_2 = 9$ a současně vznikne přenos U_4 (100 kHz) z předchozí dekády. Jen v tomto případě musí být pro binární součet, který prvně vznikne při výsledku >15 , být určen $y_2 \approx 0$ (zde $y_2 = 6$). Výpočet součtu p_2 v kódu BCD je proveden v 4bitové úplné sčítačce takto:

$$\begin{array}{r} \text{H L L H} \quad (\triangleq 9) \\ + \text{L H H L} \quad (\triangleq 6) \\ + \text{H} \quad (\triangleq U_4) \\ \hline \text{(H) L L L L} \quad (\triangleq 0 + \text{přenos}) \end{array}$$

Změna binární 0 v binární 6 je řízena logickým signálem $U = U_4 (100 \text{ kHz}) \wedge D_2 \wedge A_2$, kde $D_2 C_2 B_2 A_2$ je číslo x_2 v kódu BCD.

V první dekádě p_3 (10 MHz) může (podmíněně rozložením kmitočtů pásma VKV) vzniknout jen málo kombinací, které mohou být vytvořeny logickým srovnáním vstupních proměnných x_3 , U_4 (1 MHz), případně jejich vyjádření v kódu BCD. Z následující tabulky můžeme odvodit šest následujících kombinací:

x_3	$D_3 A_3 U_4$ (1 MHz)	$p_3 D_3 C_3 B_3 A_3$
8	H L L	9 H L L H
8	H L H	10 H L H L
9	H H L	10 H L H L
9	H H H	11 H L H H
0 (10) L L L		11 H L H H
0 (10) L L H		12 H H L L

Jak je zřejmé, je pro programování přijímaného kmitočtu 100 MHz použita poloha 10 MHz (x_3), ale místo $x_3 = 10$ bude použito $x_3 = 0$. Tak má $x_3 = 0$ význam 100 MHz. Při kódovaném zadání f_{vst} je k tomu přihlédnuto.

Nejvyšší poloha p_3 programovaných dat P není kódována v kódu BCD, nýbrž v binárním kódu a binární číslo Z_3 naplňuje programovatelný dělič. Tím jsme uspořádali jeden dekadický čítač D192. V tabulce shrnuté porovnání je vyjádřeno minimalizovaně takto:

$$\begin{aligned} D_{23} &= H \\ C_{23} &= D_3 \wedge U_4 \\ B_{23} &= D_3 \wedge \bar{A}_3 \wedge U_4 \vee C_{23} \\ A_{23} &= A_3 \wedge U_4 \vee A_4 \wedge U_4 \end{aligned}$$

Na obr. 41 je zapojení displeje a převodníku dat.

„Pozice“ 50 kHz přijímaného kmitočtu A_0 (1 bit) je do programovatelného děliče přivedena přímo přes inverter. Současně indikovaná hodnota je při $A_0 = H \rightarrow 5$ a $A_0 = L \rightarrow 0$. Přijímaný kmitočet je zadán v záporném kódu. Zvýšený náklad na IO ($1 \times D204$) je z hlediska přehlednosti a jednoduchosti zadání zcela opodstatněný. V obr. 41 použitý displej kmitočtu je buzen přímo daty BCD odvozenými z přijímaného kmitočtu a je zapojen zcela obvykle. Rovněž je indikována poloha 100 MHz. Zde se objeví 1, když spínač 10 MHz je nastaven na 0. Pro čísla 8 a 9 je tento displej zhasnut.

Je třeba ještě poznamenat, že první dekáda musí být omezena na čísla 8, 9, 0. Ostatní čísla (1 až 7) budou špatně přenesena. Použitá 4bitová úplná sčítačka může být 7483A nebo 74LS83A nebo K1551M3 (SSSR).

Kmitočet se do převodníku dat zadává v obvyklém kódu 8-4-2-1, přičemž jednotlivé bity jsou negovány. Dvě možnosti zadávání dat jsou na obr. 42. Spínačem stanic lze nastavit různé pevně naprogramované vysíláče: v poloze vstupních dat kódovaných v kódu BCD, kde je úroveň H, budou diody, zapojené mezi příslušné vodiče dat (A_0 až D_3) a společný vodič, uzemněny.

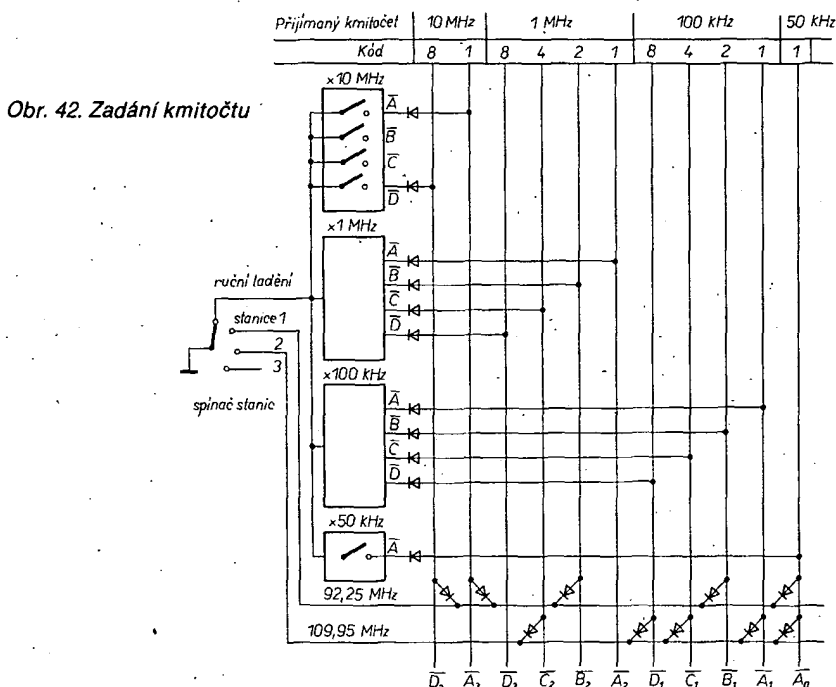
V obr. 42 jsou přednastaveny kmitočty 92,25 MHz a 109,95 MHz. V poloze „ruční ladění“ spínače stanic je přijímaný kmitočet zadán voličem BCD. Polohu 50 kHz můžeme nastavit páčkovým přepínačem.

Tím není ovšem vyčerpána možnost zadání dat. Data lze zadat i dekadickým čítačem vpřed-vzad, který, vycházející ze základní polohy (např. 87,5 MHz), bude přepínán dvěma tlačítky („zvyšující se kmitočet“, „snižující se kmitočet“), přičemž doba stlačení tlačítka určuje počet počítaných impulsů, takže kmitočet se mění v krocích 50 kHz směrem nahoru nebo dolů.

Na obr. 43 je zapojení krystalového oscilátoru s obvody TTL. Počáteční obavy, že fázový posuv generátoru TTL může vyvolat patrné modulace oscilátoru přijímače šumem, se ukázaly jako bezpředmětné. Do série s krystalem zapojený trimr dovoluje měnit kmitočet oscilátoru přijímače o ± 30 kHz a tím i „polohu“ přijímaného vysíláče.

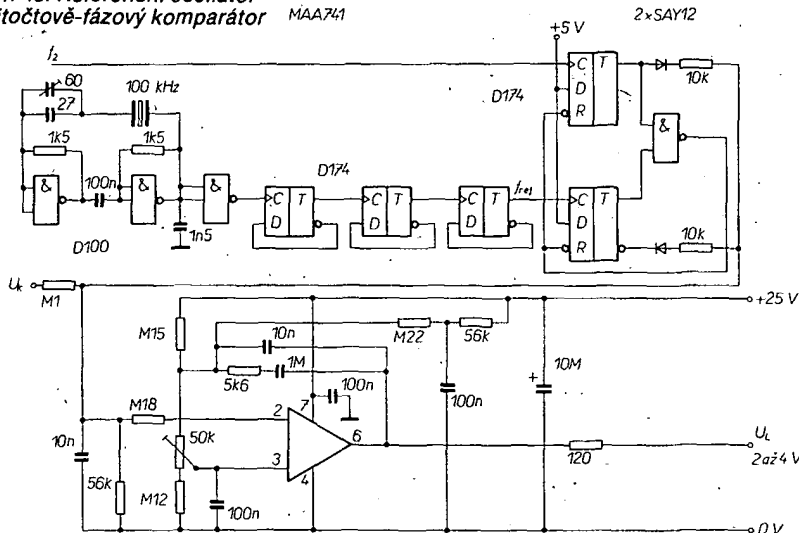
Kmitočet oscilátoru f_{ref} se dělí osmi a srovnává s jmenovitým kmitočtem f_2 přivedeným z programovatelného děliče v komparátoru.

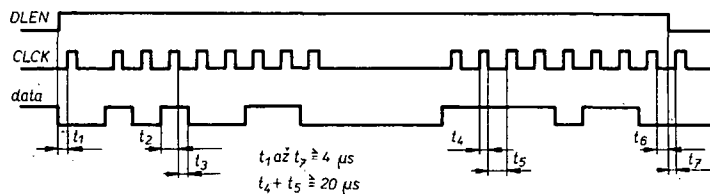
Pro $f_2 > f_{\text{ref}}$ se nabije nabíjecí kondenzátor (10 nF) asi na 3,3 V, v opačném případě se nabíjecí napětí U_K zmenší na 1,4 V.



Obr. 42. Zadání kmitočtu

Obr. 43. Referenční oscilátor kmitočtové-fázový komparátor MAA741





Obr. 46. Časový diagram přenosu signálu po sběrnici

data pevným testem dat na správnou délku slova a „vodivou nulu.“

Interpretace mikropočítačem vyslaných dat ovlivní vždy příslušný obvod, který využívá aktuálního tvaru slova. Data mohou obsahovat např. i dělicí poměr pro syntezátor (SAA1056), informaci vstup-výstup pro segmenty indikátoru nebo adresovou informaci. Jednotlivé, v koncepci systému RTS potřebné signály sběrnice dat a rovněž oba řídící signály jsou získávány z mikropočítače.

Časové požadavky na průběh signálu sběrnice lze snadno splnit všemi běžnými mikropočítači. V obr. 45 uvedené přesné uspořádání signálu dat a hodin není vždy potřebné. Na obr. 46 je praktický časový průběh signálů. Za povšimnutí stojí pouze to, že hodinový kmitočet není vyšší než 50 kHz, a že časový interval t_1 až t_7 je minimálně 4 μ s; obvykle může být tento časový interval libovolně dlouhý.

Abychom pochopili funkci syntezátoru v systému RTS, popíšeme si IO SAA1056 a SAA1059.

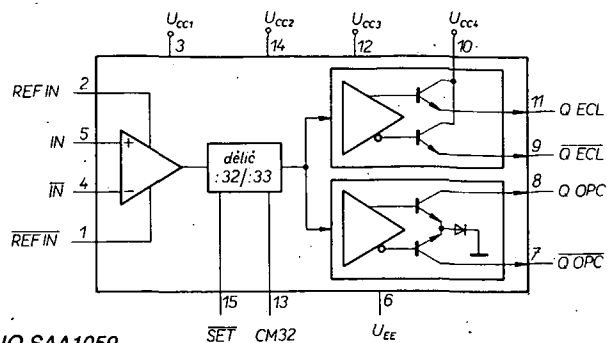
Integrovaný obvod SAA1059 je více-stupňový dělič, jehož dělicí poměr 32:1 a 33:1 lze nastavit vnějšími obvody. Na obr. 47 je jeho zjednodušené zapojení. Vstupní zesilovač slouží k „pasivnímu“, tj. přímému navázání oscilátoru na dělič. Na symetrický vstup IN, IN je připojen vždy jen jeden oscilátor (AM nebo FM).

V obvodu SAA1059 jsou dva různé výstupní stupně, takže na jeho výstup můžeme připojit buď obvod ECL nebo MOS. Každý výstupní stupeň má jeden dodatečný komplementární výstup, takže je možné připojit obvod, který reaguje na kladnou nebo zápornou hranu. Jsou-li použitý výstup a jeho komplementární výstup připojeny přes stejné rezistory k napájecímu napětí, kompenzuje se výstupní střídavý proud v napájecím vodiči, čímž se podstatně omezuje rušivé vyzařování.

Vnitřní funkční bloky jsou napájeny odděleně: U_{CC1} napájí vstupní zesilovač, U_{CC2} SET v děliči, U_{CC3} dělič, U_{CC4} výstupní stupeň ECL.

Na obr. 48 jsou dva pracovní časové diagramy IO SAA1059 v systému RTS. V obr. 48a je přepínání dělicího poměru z 32 na 33, v obr. 48b z 33 na 32. Předpokládáme, že výstupní signál QOPC bude při periodě n vstupního signálu (signálu oscilátoru) vybrán syntezátorem se zpožděním t_v a to změnou logické úrovně v signálu CM33. Při $0 \leq t_v \leq t_{vmax}$ pracuje SAA1059 nerižně. Maximální přípustné zpoždění t_{vmax} je dáno dobou periody výstupního signálu a zpožděním při přepnutí t_u SAA1059. Při nejvyšším zpracovávaném kmitočtu 125 MHz je $t_p = t_{vmax} + t_u = 256$ ns. Maximální zpoždění při přepínání $t_u \leq 50$ ns, pak je maximální přípustné zpoždění, které smí v syntezátoru vzniknout, $t_{vmax} = 206$ ns.

IO SAA1059 a syntezátor SAA1056 a spolu s filtrem „loop“ tvoří kompletní syntezátorový systém PLL vhodný pro



Obr. 47. Blokové schéma IO SAA1059

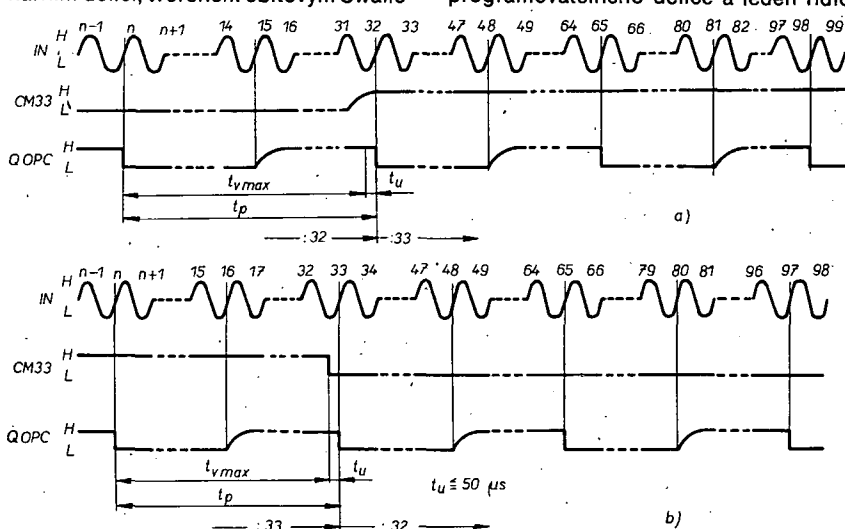
ladění oscilátorů AM/FM v rozhlasových přijímačích. Na obr. 49 je zjednodušené zapojení obvodu SAA1056. Signál referenčního kmitočtu je získán z krystalového oscilátoru s vnějším krystalem, dále se dělí v 13bitovém děliči a přivádí do detektoru kmitočtu a fáze, který je součástí ladící smyčky. Přes vestavěný oddělovací stupeň můžeme odebrat na výstupu CLO signál pro nastavování oscilátoru nebo při řízení dalších obvodů jako např. mikropočítače. 13bitový referenční dělič můžeme přes dva řídící bity a vnitřní dekodér nastavit na dělicí poměry 160:1, 400:1, 800:1 nebo 8000:1. Je-li referenční oscilátor řízen krystalem 4 MHz, bude referenční kmitočet pro kmitočtový a fázový detektor 25 kHz, 10 kHz, 5 kHz a 0,5 kHz.

Z obvodu SAA1059 jde signál „předěleného“ kmitočtu na vstup FIN syntezátorového modulu. Kmitočet signálu bude v binárním děliči, tvořeném 5bitovým Swallow-

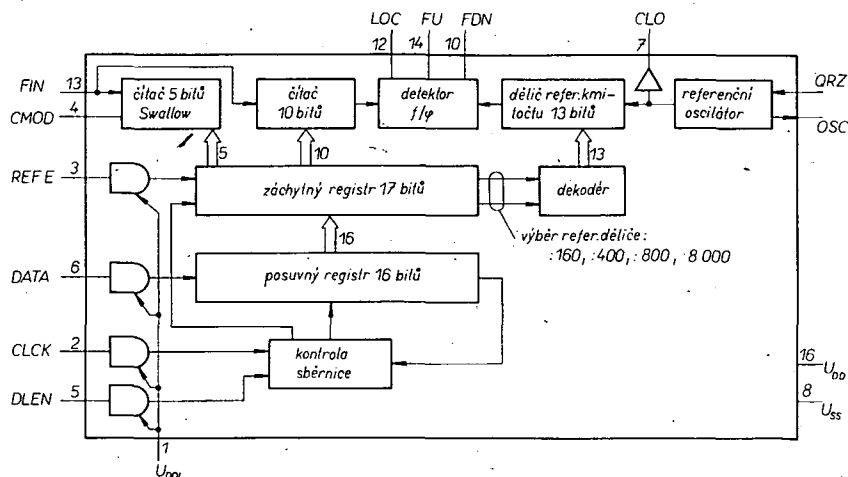
wovým čítačem a programovatelným 10bitovým děličem, dělen dále.

Vydělený vstupní kmitočet a referenční kmitočet jsou vedeny do kmitočtového a fázového detektoru. Při odchylce kmitočtu nebo fáze některého ze signálů dodává detektor řídící impulsy přes výstup FU (snížení kmitočtu) nebo FDN (zvýšení kmitočtu) do proudového spínacího stupně filtru „loop“. Výstup LOC (zachycení) bude na úrovni H, když na výstupech FU nebo FDN nebudou žádné řídící impulsy, tzn. při správně vyladěné stanici.

Sériová data ze sběrnice jsou funkčními bloky „16bitový posuvný registr“ a „kontrola sběrnice“ přijímata a měřena. Při tom budou přijímata jen slova s délkou 17 bitů („vodivá nula“ plus 16bitové slovo dat). Každé 16bitové slovo dat obsahuje 15místnou binární informaci pro řízení programovatelného děliče a jeden řídící



Obr. 48. Časový diagram SAA1056 při PLL



Obr. 49. Blokové schéma IO SAA1056

bit REFI (vnitřní referenční kmitočet) pro volbu referenčního kmitočtu. Druhý řídicí bit pro nastavení referenčního kmitočtu je do obvodu přiveden přes vstup REFE (vnější referenční kmitočet). Po jednom platném identifikovaném přenosu sběrnice dat bude převzata 16bitová informace sběrnice spolu s řídicím bitem REFE do 17bitového záchytného registru. Tak fázová regulační smyčka při opětovné změně směrem k menšímu dělicímu poměru nebude pracovat, a proto má syntezátorový modul dodatečný synchronizační obvod (na obr. 49 není zakreslen). Nabíjecí impuls (viz obr. 45) přenosu sběrnice nezpůsobí tak převzetí dat záchytným registrem, nýbrž pouze uvolňuje synchronizační obvod. Když proběhne dělicí cyklus, bude záchytný registr naplněn novými daty. Proto jsou záchytným registrem převzata data pouze tehdy, když je na vstupu FIN „předdělený“ signál oscilátoru.

Ke změně dělicího poměru s malým krokem dochází např. při ručním ladění. Bez dodatečného synchronizace může tak být zachycena fázová regulační smyčka.

Převodník úrovní, zapojený na vstupy REFE, DATA, CLK a DLEN dovoluje přímo řídit syntezátor z obvodů s logickou úrovní 5 V ($U_{DD} = 4,5$ až 5 V), i když napájecí napětí obvodu SAA1056 je $U_{DD} = 9$ V (8 až 10 V).

Zpracování dat obvodem SAA1056 si nejlépe objasníme na následujícím příkladě: Předpokládáme, že přijímač je nastaven syntezátorem na kmitočet $f_{vst} = 87,6$ MHz. Referenční kmitočet bude $f_{ref} = 10$ kHz; mf kmitočet $f_{mf} = 10,70$ MHz. Tím bude pevně určen potřebný dělicí poměr n . Všeobecně platí

$$n = \frac{f_{vst} + f_{mf}}{f_{ref}}$$

a v našem případě $n = \frac{(87,6 - 10,7) \cdot 10^3}{10} = 9830$.

Dělič pracuje v binárním kódu, musíme proto obyčejný dělicí poměr $n = n_{10}$ převést na ekvivalentní binární číslo n_2 :

$$9830_{10} = 010011001100110_2$$

Dělicí poměr m pro požadovaný referenční kmitočet a jeho nastavení je dáno vnitřním řídicím bitem REFI (obsaženým ve slově na sběrnici dat) a vnějším řídicím bitem REFE podle pravdivostní tab. 5

Tab. 5. Pravdivostní tabulka pro nastavení referenčního kmitočtu

Řídicí bit vnitřní REFI	Dělicí poměr	Referenční kmitočet ($f_{kryystalu} = 4$ MHz) f_{ref}
1	160	25 kHz
1	400	10 kHz
0	800	5 kHz
0	8000	500 Hz

($f_{kryystalu} = 4$ MHz). Pro $f_{ref} = 10$ kHz vyplývá tedy kombinace řídicích bitů REFI = 1, REFE = 0 (úroveň L na vstupu REFE). Na obr. 50 jsou data vyslaná pro sběrnici mikropočítačem pro náš příklad.

Při použití Swallowova čítače je dělicí poměr omezen směrem dolů a je závislý na dělicím poměru SAA1059. Pro dělicí poměr n platí rovnice:

$$n = n_s + pn_p$$

s podmínkami

$$1 \leq n_p > n_s, \quad 0 \leq n_s \leq 31,$$

kde n je dělicí poměr celého děliče, n_s poměr pro Swallowův čítač,

Tab. 6. Příklad práce děliče při $n = 9830$

Časový průběh po periodě f_{osc}	Binárně		Dekadicky		Celkem	SAA1059 dělí f_{osc}
	čítač 10 2^{14} až 2^5	5 bitů 2^4 až 2^0	čítač 10	5 bitů		
po naplnění	0100110011	00110	307.32	6.1	9830	33
33.	0100110010	00101	306.32	5.1	9797	33
66.	0100110001	00100	305.32	4.1	9764	
198.	0100101101	00000	301.32	0.1	9632	33
230.	0100101100	00000	300.32	0.1	9600	přepíná
262.	0100101011	00000	299.32	0.1	9568	32
9830.	0000000000	00000	000.32	0.1	0	32

p nejmenší dělicí poměr SAA1059, n_p dělicí poměr 10bitového děliče.

Ve spojení s SAA1059 lze dělicí poměr n plynule nastavit mezi n_{min} a n_{max} :

$$n_{min \ 32/33} = 0 + 32.32 = 1024$$

$$n_{max \ 32/33} = 31 + 32.1023 = 32767.$$

Je-li použit místo SAA1059 dělič 10/11, pak bude hranice dělicího poměru v rozsahu:

$$n_{min \ 10/11} = 0 + 10.10 = 100,$$

$$n_{max \ 10/11} = 31 + 10.1023 = 10261.$$

Při použití SAA1059 nepotřebujeme počítat n_s a n_p . Dělicí poměr n může být zadán přímo jako binární číslo, jak je to uvedeno v příkladě pro přijímaný signál o kmitočtu 87,6 MHz a referenční kmitočet 10 kHz; všechny děliče budou správně řízeny.

V popisovaném systému RTS má Swallowův čítač tu přednost, že referenční kmitočet může být vyšší než kmitočet rastru systému. Systém má optimálně navrženou rychlost ladění a filtr „loop“. Dělič, který má zpracovat vyšší kmitočty, musí být řízen současně pouze dvěma dělicími poměry.

Pro srozumitelnost pochopení bude princip děliče vysvětlen pomocí obr. 51. Na počátku čítačového cyklu budou děliče 2^0 až 2^{14} naplňovány binárními čísly z mikropočíta-

če (v obr. 51 pro lepší přehlednost není uveden záchytný registr, naplňovaný z mikropočítačové sběrnice 15bitovou informací). Z předděliče přivedený signál oscilátoru f_{osc} je v dělicích dekrementován tak dlouho, až se děliče nastaví na nulu.

Bude-li po naplnění děliče v 5bitovém dělicí hodnota odlišná od nuly, pak vstup CM33 předděliče bude na úrovni H. To způsobí, že

a) předdělič dále dělí 33 a
b) výstupní signál předděliče dekrementuje paralelně polohu 2^0 v 5bitovém dělicí a také polohu 2^5 v 10bitovém dělicí.

Výstupní impuls předděliče způsobuje redukci o

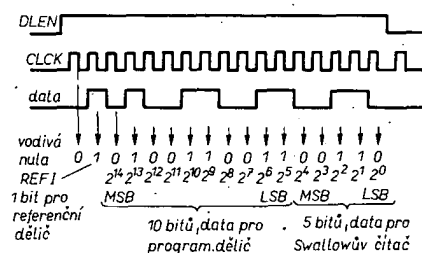
$$1.2^0 + 1.2^5 = 1 + 32 = 33.$$

To přesně odpovídá počtu period signálu oscilátoru f_{osc} , což je požadováno, aby dělič dělil 33.

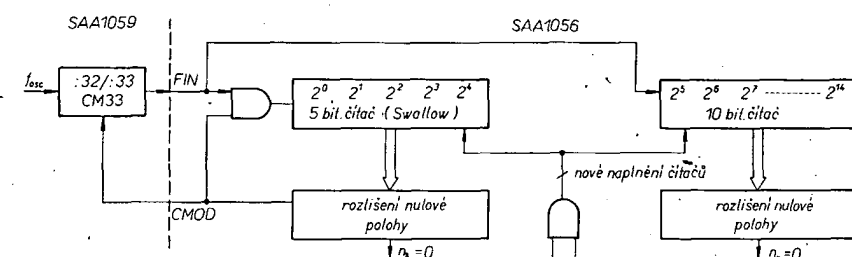
Dekrementování probíhá tak dlouho, dokud 5bitový Swallowův čítač nedosáhne nuly. Poté ihned bude CM33 přepnuto na úroveň L, přičemž předdělič je přepnut na dělicí poměr 32 a současně se uzavře hodinový signál pro Swallowův čítač. Toto uzavření trvá tak dlouho, dokud není 10bitový čítač dekrementován na nulu. V tomto okamžiku budou všechny čítačové stupně znovu naplněny, kmitočtové-fázový detektor dostane impuls a obnoví se čítačový cyklus. V tab. 6 jsou pro náš příklad ($n = 9830$) uvedeny jednotlivé kroky cyklu.

V IO SAA1056 vzniklý řídicí signál CMOD je přes vstup CM33 zaveden do předděliče SAA1059. Časový průběh tohoto signálu je na obr. 52.

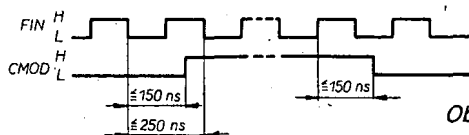
Na obr. 53 je zapojení celého syntezátoru. Filtr „loop“ je zde navržen pro rozsahy VKV a SV. Proudový spínač ve filtru „loop“ je spínán dvěma různými proudy. Při změně programu přes tlačítko stanice vznikne spínací signál, který je použit pro umlčovač a proudový spínač filtru „loop“ přepne na větší proud, takže přepnutí je



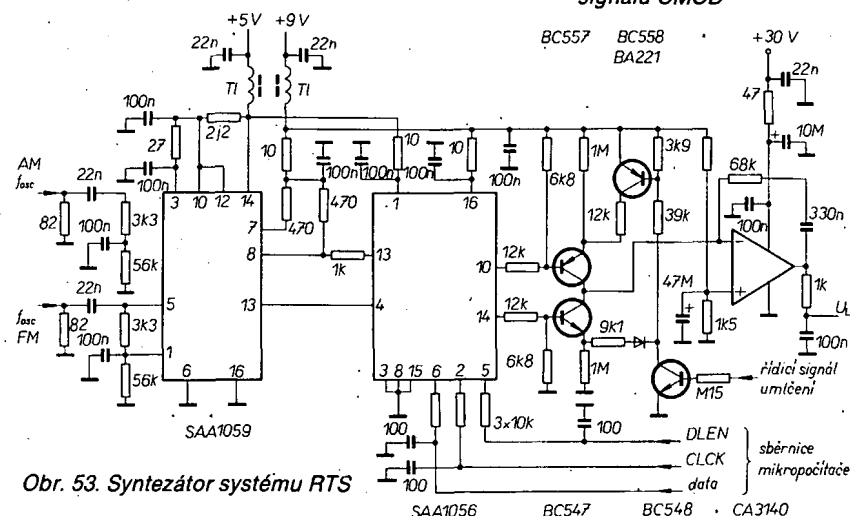
Obr. 50. Přenos dat po sběrnici SAA1056 ($n = 9830$, $f_{ref} = 10$ kHz, REFI = 1, REFE = 0)



Obr. 51. Zjednodušená struktura děliče v SAA1056



Obr. 52. Přípustné spínací doby řídicího signálu CMOD



Obr. 53. Syntezátor systému RTS

velmi rychlé. Při ručním ladění je umlčovač mimo provoz, neboť proudový spínač filtru „loop“ je přepnut na menší proud, čímž jsou vyloučeny rušivé skoky v nastávaném kmitočtu. Šumy vzniklé při ladění jsou při tom pod prahem slyšitelnosti.

Mezi syntezátory lze zařadit i systémy pracující na principu napěťové syntézy. Jedním z takových systémů je i systém fy Siemens (obr. 54), který je tvořen třemi IO, dolní propustí a několika diskretními součástkami. Ladicí napětí je převedeno na digitální 10bitové slovo, z čehož vyplývá rozlišovací schopnost ± 10 kHz v rozsahu kmitočtů 20 MHz. Tento systém funguje jako ADK. Maximálně 8, případně 16 programů může být převedeno z napěťového syntezátoru SDA5690R do nevolatilní (po vypnutí zdroje zachovává informaci) paměti SDA5650R.

Napěťový syntezátor SDA5690R převádí v podstatě číslo na analogovou hodnotu

tu při vyvolání programu, nebo převádí analogové hodnoty na číslo při zápisu programu do paměti. Tento obvod pracuje na principu čítače.

10bitové digitální slovo je vytvořeno jako pravouhlý signál s konstantním kmitočtem, šířka impulsu je dána obvodem IFO. Následující filtraci v dolní propustí se vytvoří analogová hodnota, úměrná časově střední hodnotě signálu IFO. Dolní propustí je tvořena spínačem, aby napěťový zdvih byl 0 až U_{stab} a charakteristika odpovídala charakteristice varikapů, a dále obvody RC, které zmenšují zvlnění analogového napětí na minimum ($< 10 \mu V$).

Komparátor TDB0453A je použit pro převod A/D. Při „stupnicovém“ provozu (tlačítko U_s) přikáže výstup komparátoru řídicí jednotce změnit digitální hodnotu tak, že výstupní napětí U_k dolní propustí bude rovno napětí ladicího potenciometru

ru U_{pot} . Rychlost převodu je nastavena tak, že během nastavování vysílače a zapamatování je dosaženo rovnosti a tak je zapamatována digitální hodnota U_{pot} . Ladicím knoflíkem a tlačítkem může být na stupnici kmitočet zapamatovaného vysílače opět nastaven.

Převodník v SDA5690R je sestaven z 10bitového kruhového čítače, digitálního komparátoru a registru IFO, který může pracovat buď jako čítač vpřed-vzad nebo jako posuvný registr. Periodický probíhající počítací cyklus je řízen oscilátorem 455 kHz. Ladicímu napětí úměrná digitální hodnota je uložena v registru IFO. Na odpovídající šířku impulsu se převede tak, že při počátečním nastavení cyklu čítače je nastaven klopný obvod, který je překlopen zpět při rovnosti cyklu čítače a čítače IFO. Odpovídající možnost 2^{10} stavů čítače IFO dává možnost 2^{10} šířek impulsů. Perioda číslicově-analogového výstupního signálu je 4 ms a pro snazší filtraci je rozdělena na 8 jednotlivých impulsů. Vstupy programových tlačítek jsou připojeny na obvod vstupní logiky, které rozliší stlačené tlačítko a vytváří binární kód. Obvod uzavěry slouží k tomu, aby při dvou současně stlačených tlačítkách nevznikla součtová třetí binární hodnota. Zásadně má přednost první stlačené tlačítko. Dělič a řídicí logika realizují všechny povely a převody dat.

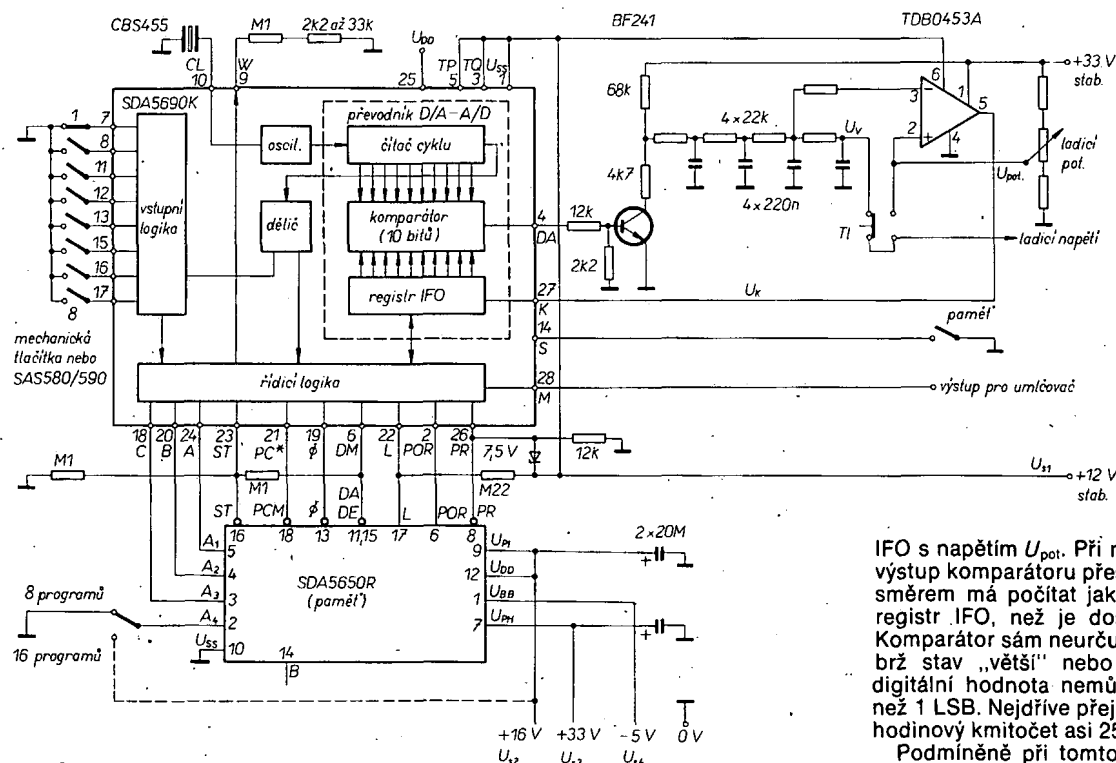
Změna programu probíhá následovně:

- stlačení tlačítka 1 až 8,
- připravenost adresy programové paměti A, B, C,
- vyslání signálu PC jako čtečícího povelu pro paměť; vývod dat DM je připojen jako vstup DE, DE paměti jako výstup,
- vyslání 100 taktů: posuv paměti IFO do registru IFO,
- převod IFO na šířkové impulsy,
- vyfiltrované napětí U_v pro varikapy je přivedeno do vstupní jednotky.

Paměť pracuje následovně:

- stlačíme tlačítko TI,
- nastavíme ladicí potenciometr.

Napětí ladicího potenciometru U_{pot} je vedeno přímo na vstupní jednotku a současně na analogový komparátor. Komparátor porovnává napětí úměrné stavu registru



Obr. 54. Zapojení pro napěťovou syntézu

IFO s napětím U_{pot} . Při nerovnosti určuje výstup komparátoru přes vývod K, kterým směrem má počítat jako čítač zapojený registr IFO, než je dosaženo rovnosti. Komparátor sám neurčuje „rovnost“, nýbrž stav „větší“ nebo „menší“. Proto digitální hodnota nemůže být přesnější než 1 LSB. Nejdříve přejde registr IFO na hodinový kmitočet asi 250 kHz.

Podmíněně při tomto vyšším hodinovém kmitočtu a také možností počítání vpřed-vzad je za určitou dobu při změně

Při kontrole zapamatované stanice nejdříve stlačíme spínač paměti a necháme ho stlačený; na vývodu M bude úroveň H a bude sepnut umlčovač. Pak otáčíme knoflíkem ladění tak dlouho, dokud nebudeme slyšet zvuk. V této poloze ukazatele

Mikropočítač MC8035 patří do rodiny mikropočítačů MC8048, od kterého se liší tím, že nemá vnitřní paměť programu. Vnější paměť programu se aktivuje připojením -5 V na EA. Přenos dat z vnější paměti ROM, jde přes 8bitovou multiplexovanou sběrnici adresata-datu. Při tom je pro každý jednotlivě vyslaný byte nejdříve osm bitů adresy s nižší hodnotou předáno na sběrnici dat (DB₀ až DB₇) a kladným

Obvod expandér vstup-výstup (expandér IO8243) slouží pro příjem a realizaci dodatkových funkcí přijímače. Vývody I/O jsou rozděleny do čtyř skupin po čtyřech bitech (P_4 až P_7). Data mezi mikropočítačem a IO 8243 se přenášejí čtyřmi vý-



vody nižší hodnoty portu 2 řídícím signálem s úrovní L na vodiči PROG. Přes čtyři vývody portu 4 definované jako vstupy u IO 8243 je programován mf kmitočet před každým přenosem na syntezátor ($f_{osc} = f_{vst} + f_{mf}$). Je možné naprogramovat 16 kmitočetů (10,61 až 10,76 MHz) s odstupem 10 kHz; programují se u výrobce.

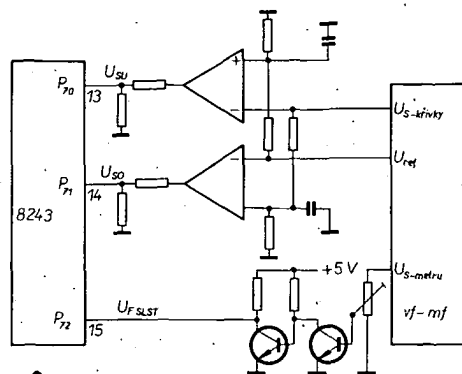
Funkce „mono, umlčení a tiché ladění“ (při změně vysíláče, automatickém ladění, zapnutí a vypnutí přístroje) se řídí přes vývody portu 6, naprogramované jako výstupy. Porty 5 a 7 slouží jako vstupy. Uzemněním P_{50} a P_{53} mohou být vyvolány programy v mikropočítači, které podporují nastavení přístroje. To je např. nastavení minimální a maximální síly pole na indikátoru nebo „nasazení“ stereo v závislosti na síle pole.

Na P_{52} se určuje místo příjmu, které je voleno tlačítkem. Signálem s úrovní L na P_{51} se ruší signál pro umlčení, který vznikne při změně vysíláče. Signál pro umlčení je v přijímači použit dodatečně k přepnutí konstanty filtru ve smyčce syntezátoru. Když je syntezátor nastaven na nový kmitočet, přejde signál na P_{51} na úroveň L. Tím je dosaženo minimální doby umlčení při změně vysíláče (závisí jen na syntezátoru).

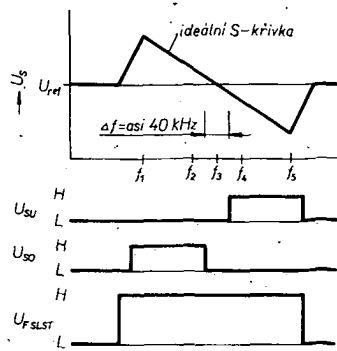
Na P_{73} je dotazován cyklus indikace MONO/STEREO, tzn. je-li program vysíláče vysílán „mono“ nebo „stereo“, případně je-li přístroj přepnut na „mono“.

Signály na vývodech P_{70} , P_{71} , P_{72} jsou využity pro indikátor rozladění a jako kritérium „stop“ pro automatické ladění. Interface pro připojení dílu vf/mf je jednoduchý a je tvořen okénkovým komparátorem a také senzorem prahové hodnoty pro rozhodování, má-li vysíláč potřebnou sílu pole, aby mohl být zachycen obvodem automatického ladění (obr. 56). Funkce tří signálů v závislosti na křivce S jsou uvedeny na obr. 56. Vysíláč bude zachycen obvodem automatického ladění tehdy, bude-li signál U_{FSLST} na úrovni H a signály U_{SU} a U_{SO} na úrovni L (při $f = \pm 20$ kHz). Je-li signál U_{FSLST} úrovně L a není nalezen vysíláč, bude obvod automatického ladění „krokovat“ po 50 kHz v rastru 50 kHz s rychlostí 20 kroků za sekundu. Objeví-li se U_{FSLST} v blízkosti silného vysíláče, pak se zmenší rychlost přeladování, dokud se přijímač nenaladí na vysíláč. Rychlost ladění se zmenšuje, aby byla vyloučena chyba vzniklá zakmitáváním v syntezátoru a dílu vf/mf. Aby byla jistota, že přijímaný vysíláč nebude rušen nebo překryt jiným vysíláčem, zjistí přístroj napětí S křivky v bodech f_2 a f_4 (U_{SO} a U_{SU}). Automatické ladění bude zastaveno po proměnění křivky S' ($f_2 : U_{SU} = L$, $U_{SO} = H$; $f_3 : U_{SU} = U_{SO} = L$; $f_4 : U_{SU} = H$, $U_{SO} = L$). Tento měřicí postup se realizuje syntezátorem, není indikován na displeji.

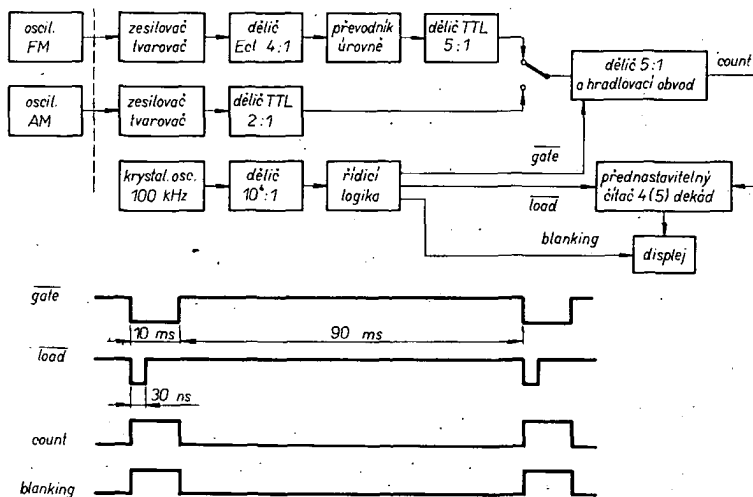
Signál pro indikátor síly pole je v odpovídajícím cyklu digitalizován pětistupňovým převodníkem D/A (SN16889), připojen na port 1, přečten mikropočítačem a zpracován pro vysílání na indikátor síly pole. Převodník D/A je řízen přes P_{26} a tranzistor do analogového vstupu, což je možné, protože SN16889 má na výstupu tranzistor s otevřeným kolektorem a tak při chybějícím signálu síly pole nebude ovlivněn port 1 během dalších úkonů. Šest 14segmentových displejů je řízeno čtyřmi IO SAA1060, které jsou ovládány v duplexním provozu půlvlnami sinusového signálu. IO SAA1060 jsou řízeny přes sériovou sběrnici mikropočítače.



Obr. 56. Okénkový diskriminátor pro automatické ladění



Obr. 57. Blokové schéma digitální stupnice s časovými průběhy



Digitální stupnice

Ve většině současných rozhlasových přijímačů se k indikaci vysíláčů používá ukazatel ze stupnice, který je ovládán mechanicky od ladičích prvků. Přesnost naladění je velmi malá. Ve středovlnném rozsahu bývá chyba naladění řádu jednotek kHz a v krátkovlnném rozsahu až několik desítek kHz.

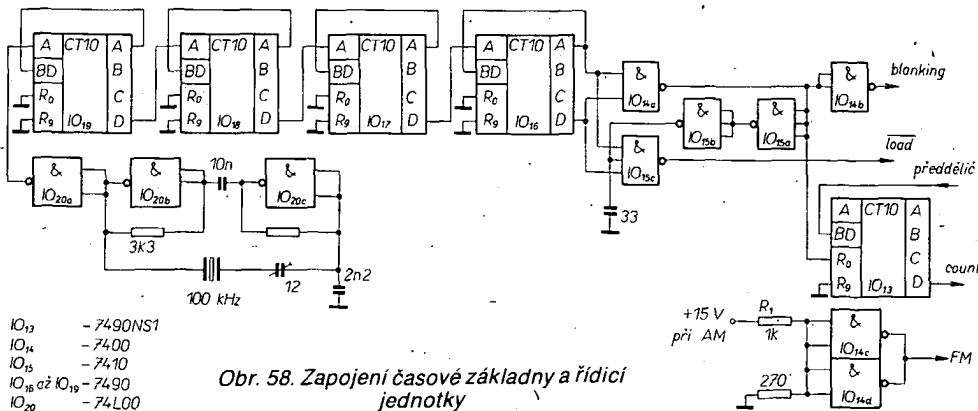
Postupující miniaturizace součástek a zejména stále vyšší stupeň integrace umožňují sestavit digitální stupnici, která kmitočet vysíláče indukují přesněji číselným údajem. Měřit kmitočet vstupního signálu přímo ovšem nelze (z různých důvodů).

Údaj displeje musí být tak přesný, aby byl přijímaný vysíláč spolehlivě identifikován. Zvýšení přesnosti nepřináší žádné další výhody, prodražuje pouze digitální stupnici. Při odstupě kanálů jednotek kHz ve středovlnném a krátkovlnném pásmu postačí, bude-li kmitočet vstupního signálu indikován s přesností 1 kHz; odstup

vysíláčů v pásmu VKV je 100 kHz a proto stačí kmitočet indikovat s přesností 100 kHz.

Na obr. 57 je blokové schéma a impulsní diagram potřebných signálů digitální stupnice, jejíž hlavní část tvoří přednastavitelný čítač s pěti dekádami, jehož obsah je indikován polovodičovým displejem. Krystalový oscilátor 100 kHz slouží jako časová základna. Výstupní signál se dělí v poměru $10^4 : 1$. Část označená jako řídicí jednotka uvolňuje impulsy 100 ms po dobu 10 ms pro děliče 5:1, přičemž vstupní signál změněného kmitočtu je přiveden do čítače. Na počátku čítání nastává signál load čítače při VKV na (tzv. korekce)

0 00,0
-10,7 MHz (mf)
989,3,
při AM 00 000
-460 kHz (mf)
99 540



Obr. 58. Zapojení časové základny a řídicí jednotky

(měřený kmitočet oscilátoru je tedy o m kmitočet vyšší než kmitočet vstupního signálu). Aby se během měření vyloučilo prokmitávání čísel na displeji, je displej odpojen signálem blanking (invertovaný signál gate). Průběhy jednotlivých signálů jsou na obr. 57.

Signál přivedený z oscilátoru AM či FM je nejdříve zesílen a pak vytvářen tvarovačem na potřebné impulsy. Za tvarovačem zapojený dělič dělí kmitočet vstupního signálu při FM v poměru 20 : 1 a při AM 2 : 1. Krystalový oscilátor 100 kHz s SN74LOON (obr. 58) je zapojen jako časový normál pro měření kmitočtu. Kmitočet jeho výstupního signálu je dělen čtyřmi dekadickými děliči IO₁₆ až IO₁₉ v poměru 10⁴ : 1. Hradlo NAND IO_{14a} vytváří ze signálů A a D IO₁₆ signál gate (10 ms), který uvolňuje po danou dobu dělič 5 : 1 (IO₁₃ – SN7490NS1), takže impulsy z budiče jsou přivedeny k jednotlivým čítačům (IO₁₈ až IO₁₂ na obr. 59). V hradle IO_{14b} invertovaný signál gate označený jako blanking, odpíná displej během čítání. Současně v IO₁₅ (SN7410N) vzniká při sestupné hraně signálu gate signál load, který čítač kmitočtu nastaví na údaj, potřebný pro korekci.

Korekce a desetinná tečka jsou řízeny signálem FM o úrovni H. Vstupní signál pro hradla IO_{14c} a IO_{14d} je získáván z tlačítkové soupravy přijímače (přepínání napájecího napětí pro oscilátor AM případně FM a předzesilovač).

Jako čítač jsou použity reverzibilní dekadické čítače SN74192N (IO₈ až IO₁₂).

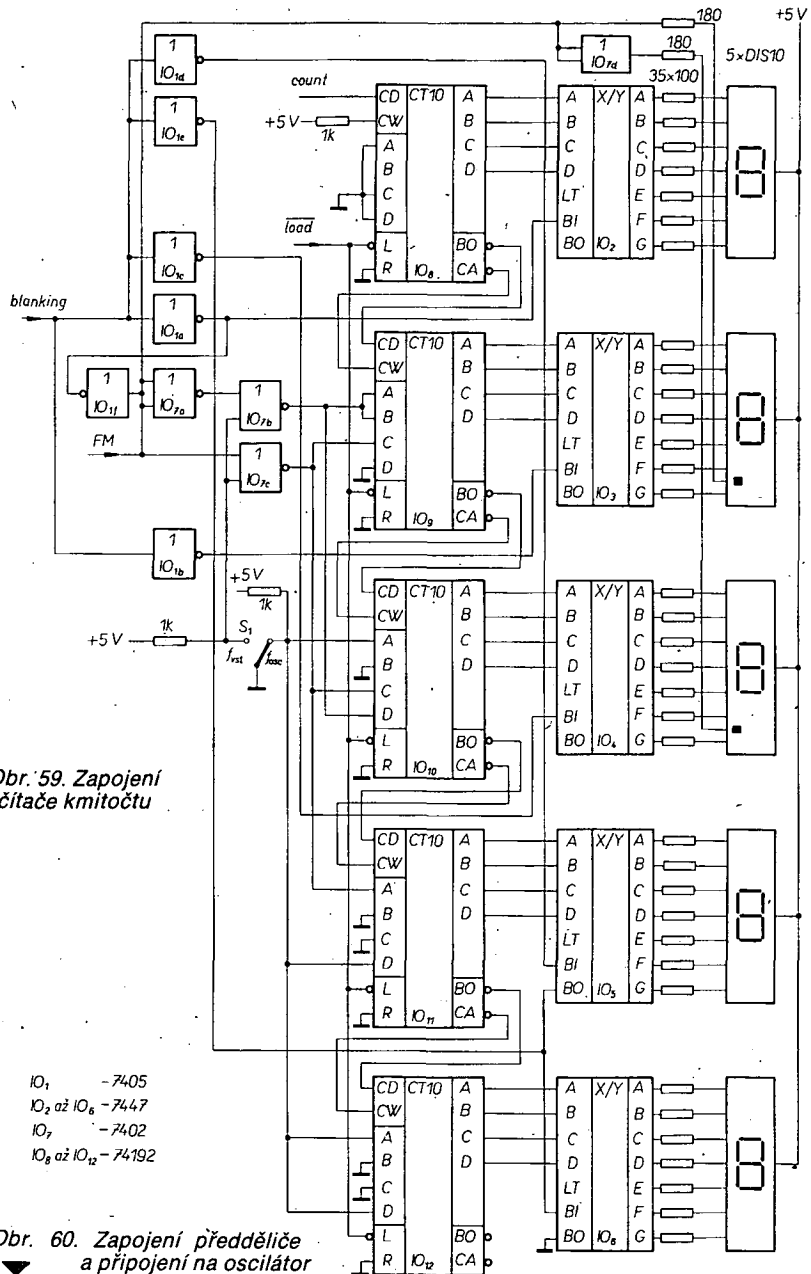
Korekce se přepíná signálem FM a hradly IO_{7a}, IO_{7b}, IO_{7c}. Spínačem S₁ lze korekci odpojit, takže pak je indikován kmitočet oscilátoru. Obsah čítače je dekodován sedmsegmentovým dekodérem IO₂ až IO₆ (SN7447N) a indikován na polovodičové displeji. Invertoři IO_{1a} až IO_{1e} odpínají signálem blanking displej během čítání a tak je vyloučeno problikávání čísel. Při FM je přes inverter IO₁₁ stále odpojen dekodér IO₂, takže v tomto případě poloha 10 kHz nebude indikována.

Rozsah AM je 150 kHz až 30 MHz. Protože displej indikuje kmitočet v MHz a to dvě místa před a tři za desetinnou tečkou, byl by např. při přijímaném kmitočtu 150 kHz na displeji údaj 00.150 MHz. Nuly před desetinnou tečkou jsou však logikou dekodéru zataženy, takže bude indikovat jen .150 MHz, popř. při kmitočtu 1300 kHz jen 1.300 MHz. Rovněž na VKV je při kmitočtech nižších než 100 MHz první nula zhasnuta.

Popisovanou digitální stupnici je možné připojit k sériově vyráběným přijímačům. Protože současná stavba přijímačů nedovoluje prakticky změnit zapojení, musí být před předdělič zapojen předzesilovač a tvarovač, abychom dostali potřebné úrovně pro klopné obvody. Na obr. 60 je zapojení oscilátoru AM a FM s doplňujícími rezistory R₁, T₂ a kondenzátorem C₁.

Z oscilátoru AM přivedené vf napětí je zesíleno tranzistory T₁ a T₂, které zesilují asi 150× a jsou pro vyšší kmitočty kmitočtové kompenzovány cívkami 5 μH. Přebuzený rozdílový zesilovač T₃, T₄ má na výstupu impulsy s amplitudou asi 3 V a strmostí hrany asi 10 ns, které řídí přímo klopný obvod IO_{23a}. Výstup signálem FM řízeného obvodu s IO_{22b}, IO_{22c} a IO_{22d} je přiveden na dělič IO₁₃, takže celkový dělicí poměr při AM bude 10 : 1.

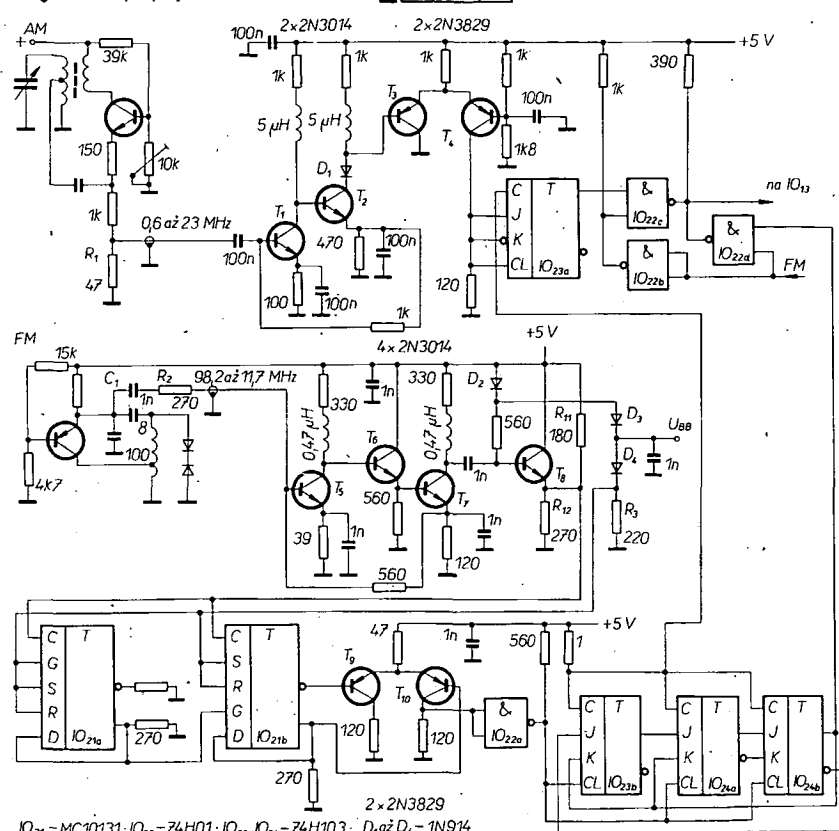
Vf napětí z jednotky VKV je zesíleno asi 20× ve čtyřstupňovém širokopásmovém zesilovači T₅ a T₆. Také tento zesilovač je pro vysoké kmitočty kompenzován cívkami. Emitorové sledovače T₆ a T₈ zmenšují zatížení způsobené následujícími stupni. Protože sinusové napětí na těchto kmitočtech má „strmost hrany“ asi 3 ns,



Obr. 59. Zapojení čítače kmitočtu

- IO₁ – 7405
- IO₂ až IO₆ – 7447
- IO₇ – 7402
- IO₈ až IO₁₂ – 74192

Obr. 60. Zapojení předdělice a připojení na oscilátor



- IO₂₁ – MC10131; IO₂₂ – 74H01; IO₂₃, IO₂₄ – 74H103; D₁ až D₄ – 1N914

Na obr. 63 je zapojení krystalového oscilátoru, násobiče kmitočtu, směšovače, děliče 2800 : 1 a čítače kmitočtu. Zapojení oscilátoru je zcela běžné. Vzhledem ke kmitočtu oscilátoru 14 MHz je nutné použít IO D200 nebo 74S00. Trimrem C_1 nastavíme jmenovitý kmitočet. Hradla IO_{1c} a IO_{1d} zlepšují tvar impulsu. Výstup hradla IO_{1d} je přímo spojen s bázi tranzistoru T₃. Rezonanční obvod v kolektoru T₃ je naladěný na 98,0 MHz. Signál oscilátoru jednotky VKV je odebrán pomocí volné vazby z oscilační cívky (1 závit) a zesílen tranzistorem T₄. Dvoustupňový zesilovač slouží jako oddělovací zesilovač mezi oscilátorem jednotky VKV a ostatními stupni. Ve směšovači T₄ je použit tranzistor SF245 v zapojení se společným emitorem. Signál o kmitočtu f_{mi} je odebrán z kolektoru T₄ a přiveden do dvou-
stupňového omezovače zesilovače T₅, T₆, z jehož výstupu (kolektor T₆) je odebráno napětí pravouhlého průběhu o kmitočtu f_{mi} .

Pro dělič 2800 : 1 časové základny je použit dělič kmitočtu s 3×D192 a 1×D174. Pro dělič 7 : 1 se využívá možnosti přednastavení IO D192 a to pomocí vstupu dat. Čítač je zapojen jako čítač dolů a vývod „zpětný přenos“ je spojen se vstupem nastavení. Každý výstupní impuls čítače znamená počátek počítání směrem dolů. Tak je možné realizovat bez dalších součástek libovolný dělicí poměr 2 : 1 až 10 : 1.

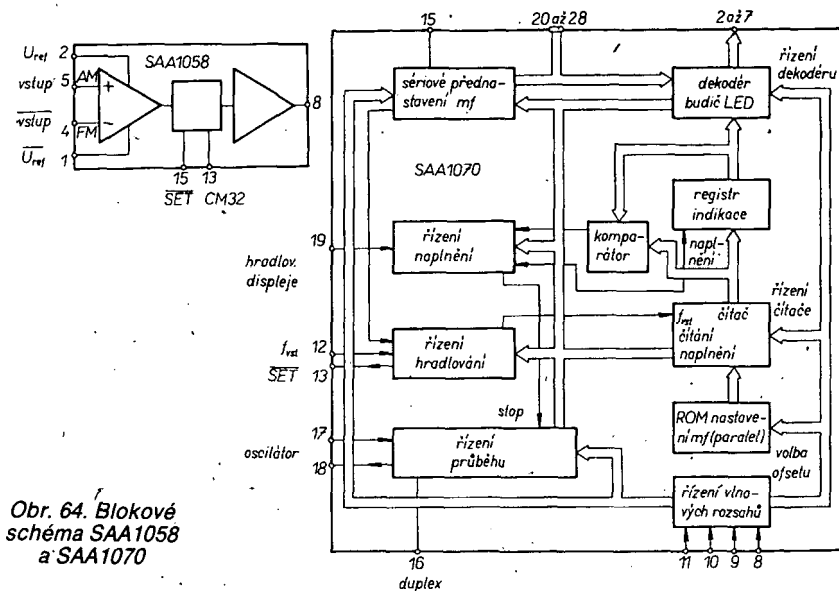
Jednotlivé čítače kmitočtu jsou sestaveny z IO D192, 7475 a D146. Pro paměť použité IO 7475 generují potřebné paměťové impulsy. Impuls zpětného nastavení IO čítače a paměťový impuls pro paměti jsou získávány z IO₆, IO_{7a} a IO_{7b}. Měření kmitočtu probíhá takto: spočítání impulsů, zapamatování, vymazání příp. zpětné nastavení čítače na přednastavenou hodnotu, spočítání impulsů atd. Místo „10 MHz“ se indikuje jenom „8“ a „9“, proto místo IO D192 můžeme použít jednoduchý klopný obvod (IO_{11a} – D174, 7447). Pro paměť platí totéž.

Displej na prvním místě indikuje tedy pouze „8“ nebo „9“, takže je nutné řídit na segmentovce pouze segment „e“. Jako displej jsou použity segmentovky VQB71.

Digitální stupnice s obvody LSI

Pokroky v technologii integrovaných obvodů umožnily jednotlivé funkční bloky digitální stupnice integrovat do jednoho až dvou IO. V dalším si popíšeme tři typy digitálních stupnic s IO s velkou integrací. První typ využívá obvodů SAA1058, SAA1070 s displejem LED, druhý typ s IO SDA5680A s displejem z tekutých krystalů (dále jen LCD) a třetí typ s IO AY-3-8112, který je na displeji LED schopen indikovat i čas.

Stejně jako u předchozích je i u prvního typu digitální stupnice měření kmitočtu oscilátoru jednotky VKV. Přičtením nebo odečtením mf kmitočtu dostaneme kmitočet přijímaného signálu. Mf kmitočet je generován v SAA1070. Požadovaný mf kmitočet, shodný s mf kmitočtem přijímače obdržíme po dělení kmitočtu krystalu 4 MHz nastavitelným dělicím poměrem. Jako předdělič je použit IO SAA1058. Jeden ze šesti děličů může být řízen vnějším signálem a to na vstup CM32, takže se mění dělicí poměr z 1/32 na 1/33 a obráceně. Řídící signál pro vstup CM32 je získáván z IO SAA1070. Blokové zapojení IO SAA1070 je na obr. 64. Segmentovky displeje jsou rozděleny do dvou skupin a pomocí půlvin sinusového signálu provozovány v tzv. duplexním módu; při



Obr. 64. Blokové schéma SAA1058 a SAA1070

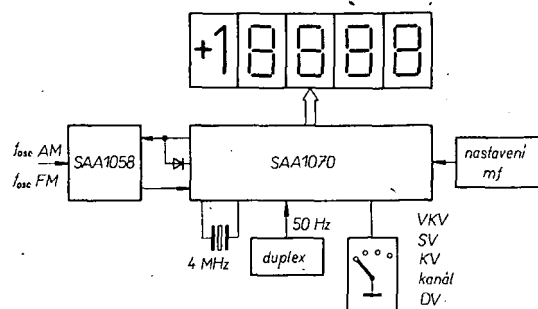
průchodu sinusového napětí nulou se přepínají obě skupiny číslic. Hodnota v registru indikace se první změnila, když po třech po sobě následujících měřeních kmitočtu bude zjištěn rozdíl mezi hodnotou registru indikace a měřenou hodnotou. Tímto způsobem je úplně potlačeno prokmitávání displeje při driftu kmitočtu oscilátoru jednotky VKV.

Blok „řízené hradlování“ vyrábí hradlovací signál (SET) pro IO SAA1058. Tento signál je odvozen z kmitočtu krystalu. Po měření kmitočtu bude výstupní hodnota čítače zmenšena o předvolený mf kmitočet. Výsledek je veden do komparátoru, kde se porovná s obsahem registru indikace. Má-li se hodnota v komparátoru měnit, pak blok „řízení průběhu“ slouží k přivedení nové hodnoty do registru indikace. Různé mf kmitočty jsou zapamatovány v paměti ROM. Přes bloky „sé-riové přednastavení mf kmitočtu“ a „řízení vlnového rozsahu“ je vyvolán z paměti ROM požadovaný mf kmitočet.

Jak je zřejmé z blokového schématu na obr. 65, je zapotřebí jen málo vnějších prvků. Signál z oscilátoru je přiveden na IO SAA1058. Ideální je, má-li jednotka vývod oscilátorového napětí. Jinak je třeba použít zapojení z obr. 66b. V přijímači jsou obvykle dva oscilátory, jeden pro VKV a druhý pro DV, SV a KV. Kmitočty těchto oscilátorů jsou na IO SAA1058 vedeny odděleně. Duplexní kmitočet pro řízení obou skupin displejů LED je odvozen ze síťového kmitočtu. Pětipolohový přepínač umožňuje volbu indikovaného kmitočtu nebo volbu kanálů na VKV. Celkové zapojení je na obr. 66a. Signály z oscilátorů jsou přivedeny na vývody B₁ a B₂ a přes oddělovací kondenzátory na IO SAA1058 (vývody 4 a 5). Rezistory R₁ a R₂ slouží pro přizpůsobení, je-li impedance výstupu oscilátoru menší nebo rovná 1 kΩ. Rezistory R₃ a R₇ nastavují pracovní bod předzesilovače, který je kromě toho připojen na napájecí napětí přes R₇, zablkovaný kondenzátorem C₅. Připojením vývodu 13 na zem se nastaví dělicí poměr 1/32.

Výstupní signál z SAA1058 je přes dělič napětí R₁₀, R₁₂ veden na vstup IO SAA1070 (vývod 12). Výstupní budič v SAA1058 má výstup s otevřeným kolektorem, proto musí být použit zatěžovací rezistor R₉. Dělič napětí neupravuje pouze úroveň na potřebnou velikost, ale i „dynamicky“ odděluje oba IO.

Napájecí napětí pro SAA1070 je přivedeno na vývod 14. Mezi vývody 14 a 19 zapojený sériový obvod R₁₄, D₁₈ zabraňuje



Obr. 65. Blokové schéma digitální stupnice typu 1

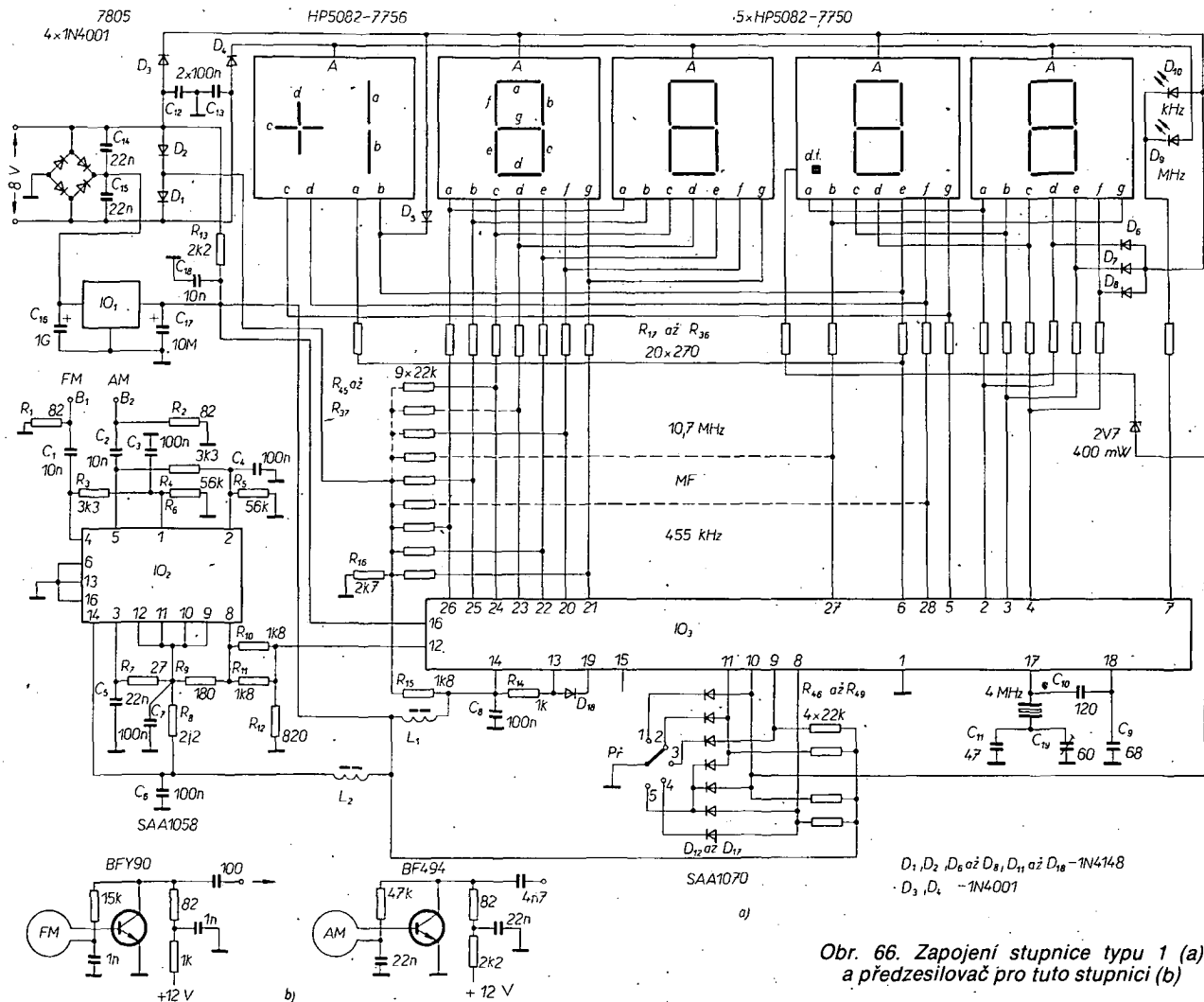
náhodnému řízení průběhu při připojení napájecího napětí.

Hodinový kmitočet je získáván z krystalu 4 MHz v SAA1070, je nastaven přesně na 4 MHz kondenzátorem C₁₉ a můžeme ho měřit na vývodu 18. K tomuto měření je nutno poznamenat: v měřicím bodě dochází k rozladění o -4 Hz/pF. Použijeme-li měřicí sondu s kapacitou 10 pF, pak musíme nastavit kmitočet 4 MHz - 40 Hz = 3,999960 MHz. Po odpojení sondy dostaneme pak přesný hodinový kmitočet 4 MHz.

Přepínač měřených rozsahů může být svázán přímo s přepínačem rozsahů vln přijímače. Poloha 1 a 2 je určena pro indikaci rozsahu VKV s tím rozdílem, že v poloze 1 je indikován kmitočet a v poloze 2 kanál. V poloze 3 je indikován kmitočet KV, v poloze 4 kmitočet SV a DV. Nakonec v poloze 5 „test“ se rozsvítí všechny segmenty displeje.

Mf kmitočet se nastavuje rezistory R₃₇ až R₄₅. Při příjmu VKV je nastaven mf kmitočet 10,7 MHz a pro ostatní rozsahy 455 kHz. Je ovšem možné nastavit i jiné mf kmitočty. V tab. 7 jsou uvedeny odpory použitých rezistorů.

V praktickém provedení je digitální stupnice na dvou deskách s plošnými spoji. Na první desce jsou segmentovky displeje a svítivé diody „MHz“ a „kHz“ a na druhé desce oba IO s příslušnými součástkami a napájecí zdroj. První deska je kolmo „zasazena“ do druhé a obě jsou propojeny dráty. Cívky určené pro oddělení napájecího napětí mají 3 závitů na feritové perle dlouhé 5 mm. Odběr proudu je asi 50 mA, když svítí všechny segmenty.



Obr. 66. Zapojení stupnice typu 1 (a) a předzesilovač pro tuto stupnici (b)

Tab. 7. Nastavení mf kmitočtu (0 = žádný odpor, 1 = 22 kΩ mezi uvedeným vývodem a vývodem 15 nebo ss napětím 2,5 V)

Vývod SAA 1070										Mf kmitočet	
20	21	22	23	24	25	26	27	28		KV [kHz]	VK [MHz]
0	0	0	0	0	0	0	0	0		460,00	460
0	0	0	0	0	1	0	0	0		448,74	449
1	0	0	0	0	1	0	0	0		450,00	450
0	1	0	0	0	1	0	0	0		451,25	451
1	1	0	0	0	1	0	0	0		452,50	452
0	0	0	1	0	1	0	0	0		453,75	453
1	0	0	1	0	1	0	0	0		455,00	454
0	1	0	1	0	1	0	0	0		456,25	455
1	1	0	1	0	1	0	0	0		457,50	456
0	0	0	0	0	0	1	0	0		456,25	457
1	0	0	0	0	0	1	0	0		457,50	458
0	1	0	0	0	0	1	0	0		458,75	459
1	1	0	0	0	0	1	0	0		460,00	460
0	0	0	1	0	1	0	0	0		461,25	461
1	0	0	1	0	1	0	0	0		462,50	462
0	1	0	1	0	1	0	0	0		463,75	463
1	1	0	1	0	1	0	0	0		465,00	464
0	0	0	0	1	1	0	0	0		463,75	465
1	0	0	0	1	1	0	0	0		465,00	466
0	1	0	0	0	1	1	0	0		466,25	467
1	1	0	0	0	1	1	0	0		467,50	468
0	0	0	1	1	1	0	0	0		468,75	469
1	0	0	1	1	1	0	0	0		470,00	470
0	0	0	0	0	0	0	0	0			10,75
1	0	0	0	0	0	0	0	0			10,65
0	0	1	0	0	0	0	0	0			10,625
1	0	1	0	0	0	0	0	0			10,675
0	0	0	1	0	0	0	0	0			10,6875
1	0	0	1	0	0	0	0	0			10,70
0	0	1	1	0	0	0	0	0			10,7125
1	0	1	1	0	0	0	0	0			10,725
0	0	0	0	1	1	0	0	0			10,7375
1	0	0	0	1	1	0	0	0			10,75
0	0	1	0	1	1	0	0	0			10,7625
1	0	1	0	1	1	0	0	0			10,775
0	0	0	1	1	1	0	0	0			10,7875

Vstupní signál pro digitální stupnici může být odebrán vazební cívkou z oscilátoru přijímače. K tomu účelu vytváříme jeden konec kabelu 75 Ω do tvaru smyčky (vnitřní vodič smyčky je připájen na stínění), která je převlečena přes jednotku jako „detektor signálu oscilátoru“. Poté přilepíme tuto smyčku na obal jednotky lepidlem Epoxy. Cívka oscilátoru je nejčastěji dírou v krytu jednotky pro účely nastavení z vnějšku přístupná. Pokud není dosaženo potřebné citlivosti (výrobce uvádí citlivost 10 mV), je nutno použít zesilovač, jehož zapojení je na obr. 66b. Při jeho stavbě je nutno dodržet tyto podmínky: propojení je co nejkratšími vodiči, keramické kondenzátory a vrstevné rezistory musí mít rovněž co nejkratší vývody.

Velká citlivost vstupů digitální stupnice (bez předzesilovače) dává tušit, že se může škodlivě uplatnit rušení. Proto je třeba, aby pro přívod signálu byl použit co nejkratší souosý kabel. Kromě toho je třeba digitální stupnici odstínit krytem od přijímače. Jako materiál pro kryt lze použít pocínovaný ocelový plech.

Na obr. 67 je zapojení druhého typu digitální stupnice s IO SDA5680A a displejem LCD (tekuté krystaly). Vzhledem k malé spotřebě a malému napájecímu napětí je tento typ digitální stupnice vhodný i pro autopřijímače a přenosné přijímače. Obvod potřebuje minimální počet vnějších součástek. Displej je připojen přímo na vývody 12 až 28 IO. Aby se ušetřily vývody na displej LCD, je použit řístupňový multiplexní provoz. Aby bylo možné řídit kontrast displeje LCD, je na vývod 1 připojen potenciometr P₁. Čítač

má tři vstupy. Vývod 2 je určen jako vstup oscilátoru VKV, vývod 4 slouží pro připojení oscilátoru DV, SV a KV (vstup označen AM). Vývod 5 je doplňkový vstup pro nepřeladovaný oscilátor přijímače s dvojitým směřováním. Vstupy se volí přepínačem, druhá část přepínače slouží k přednastavení čítače na požadovanou mezifrekvenci. Tím je indikován jak kmitočet oscilátoru, tak i kmitočet přijímaného signálu, tzn., že mf kmitočet je odečten od kmitočtu oscilátoru. V tab. 8 jsou uvedeny možné mf kmitočty, které lze získat připojením napětí 0 V nebo 5 V na vývody A a B.

Další řídicí vstup určuje, zda se jedná o přijímač s jedním nebo dvojitým směřováním. V přijímači s jedním směřováním je vývod 5 drátovou spojkou spojen se zemí. U přijímače s dvojitým směřováním tato spojka odpadá.

Časová základna čítače kmitočtu je řízena krystalem 4 MHz. Tato přesná reference dovoluje velkou rozlišitelnost. Přesnost je ± 1 digit, což odpovídá minimální odchylce ± 10 kHz na VKV a ± 1 kHz na DV, SV a KV.

Požadavky na napájecí napětí jsou běžné. Je třeba upozornit, že v žádném případě nesmí být napětí větší než 6 V.

Tab. 8. Nastavení mf kmitočtu

Kmitočtový rozsah při nastavení P _{1a}	Mf kmitočet při nastavení P _{1b}	
a = VKV	0 V	10,675 MHz 459 kHz
b = KV	odpojen	10,700 MHz 460 kHz
c = DV a SV	+5 V	10,725 MHz 461 kHz
		A - FM B - AM

Tab. 9. Programování mf FM

Kmitočet [MHz]	13	Vývod	10	11	12
10,76	H	H	H	H	H
10,74	H	H	H	H	L
10,72	H	H	H	L	L
10,70	L	H	H	L	L
10,68	L	H	H	L	L
10,66	L	L	H	H	H
10,64	L	L	L	H	L
10,62	H	L	H	H	L
10,60	L	L	L	L	L
10,58	H	L	L	L	H
10,56	H	L	L	L	L
10,54	H	H	L	L	L
10,52	L	L	L	L	H
10,50	L	H	L	L	H
10,48	L	H	H	H	H
10,46	H	L	H	H	H

vlnových rozsahů více oscilačních cívek, pak je nutné na každou z nich navinout vazební cívku, a ty spojit do série a připojit na vstup DV, SV a KV. Při nedostatečné citlivosti je možné použít předzesilovač z obr. 66b. Odběr zesilovače AM je 5 mA a pro FM 10 mA.

Oproti předchozímu typu digitální stupnice jsou možnosti přednastavit mf kmitočet u SDA5680A omezené. Na VKV je běžný mf kmitočet 10,7 MHz. Jinak je tomu na rozsazích AM. Někteří výrobci používají mf kmitočet 460 kHz, jiní o 5 kHz méně – to nelze vnějším zásahem změnit. Pokud to víme, není to v praxi na závadu.

Vzhledem k menšímu rušení než při použití děliče ECL je možné tuto digitální stupnici provozovat bez stínění.

Třetím typem obvodů pro digitální stupnici, který obsahuje i hodiny, je obvod AY-3-8112 nebo AY-3-8114 fy General Instruments. Zapojení digitální stupnice s tímto obvodem je na obr. 68, kde je i obvod pro stabilizaci potřebných napětí. Střídavé napětí 12 V z transformátoru je usměrněno můstkovým usměrňovačem, vyfiltrováno a stabilizováno obvodem IO₁ na 12 V. Toto napětí je využito k napájení obvodu IO₃ (AY-3) a k němu náležejících součástek. Druhý stabilizátor dává na výstupu napětí 5 V pro předdělič. Jak je zvykem u integrovaných obvodů LSI, nebudeme rozebírat vnitřní schéma, nýbrž si objasníme funkci jednotlivých vývodů:

- vývody 1 a 2 jsou vstupy signálů FM a AM, přiváděných z předděliče, na tyto vstupy je možné přivést úroveň TTL,
- vývod 3 dovoluje přepojit obvody z AM na FM a obráceně přes tranzistor, který je řízen z obvodů přijímače. Vývod 3 je připínán buď na zem nebo na +12 V. Tranzistor T₁ se přepojí na AM napětím větším než 6 V na rezistoru 8,2 kΩ; odlišné napětí přepíná obvod na FM. Napětí je přivedeno z předděliče z bodu, kam je připojen volič AM/FM přijímače,
- vývod 4 slouží k přepínání na funkci hodiny, pokud není využit, je připojen na +12 V;
- vývod 5 slouží k testování obvodu výrobce, je na něm pravotočivý signál 8 Hz,
- vývod 6 slouží k vynulování obvodu nábojem kondenzátoru; zaručuje automatické nastavení na nulu po každém přerušení napájecího napětí,
- mezi vývody 7 a 8 je zapojen krystal časové základny obvodu; zapojení oscilátoru je běžné pro obvody MOS. Kmitočet krystalu je 2,304 MHz,
- vývod 9 je společný vývod diod, které jsou určeny pro naprogramování mf

kmitočet FM. Mf kmitočet je možné naprogramovat v rozsahu 10,5 MHz až 10,8 MHz (vývody 9 a 10 až 13). Z tab. 9 je zřejmé, kam mají být diody pro daný mf kmitočet zapojeny. Úroveň H znamená zapojenou diodu mezi příslušný vývod a vývod 9, úroveň L znamená nezapojenou diodu. Diody jsou připojeny anodou na vývod 9. Porovnáním kmitočtu na displeji s kmitočtem přijímaného vysíláče lze udělat potřebnou korekci,

- vývody 10, 11, 12, 13 slouží k řízení anod sedmisegmentového čtyřmístného displeje LED přes zesilovače s tranzistory p-n-p. Je zapotřebí dát pozor na pořadí anod, jinak se může zničit obvod,
- na vývodu 14 je připojena zem,
- vývody 15 a 16 slouží k připojení tlačítek pro nastavení hodin; vývod 15 pro rychlé nastavení hodin a vývod 16 pro rychlé nastavení minut,
- vývody 17 až 24 jsou výstupy „segmentů“ displeje; sedm segmentů a desetinná tečka. Tyto výstupy budi zesilovače s tranzistory, jejichž kolektorový rezistor je nastaven tak, aby segmentem tekla proud menší než 10 mA,
- na vývodu 25 je možné regulovat jas displeje podle denních podmínek. Tento vývod je zablokován kondenzátorem 4,7 nF a přes rezistor 10 kΩ a potenciometr 1 MΩ je připojen na +12 V. Potenciometr můžeme nahradit fotoodporem, který pak řídí jas automaticky,
- na vývod 26 je připojen spínač pro přepnutí na indikaci kmitočtu,
- na vývodu 27 je rovněž spínač pro přepnutí na hodiny.

Displej je sestaven ze čtyř sedmisegmentových segmentovek LED se společnou anodou a dvou diod LED, sloužících k indikaci „kHz“ a „MHz“. Pátá segmentovka indikuje písmeno P pro indikaci přednastavené stanice. Tento displej je možné rovněž nahradit diodou LED. Displej pracuje v multiplexním provozu.

Protože obvod AY-3-81... je zhotoven technologií MOS, musíme před ním zapojit předdělič a tvarovač. Při FM je kmitočet oscilátoru vydělen 100:1. K tomu účelu je vhodný IO DS8629 fy National Semiconductor, který je tvořen zesilovačem a děličem, zhotoveným technologií ECL-TTL, který má následující vlastnosti:

- výstup kompatibilní s obvody TTL,
- dělí vstupní signál v poměru 100:1,
- pracuje minimálně do 135 MHz, typicky do 160 MHz,
- vstupní napětí je 200 mV,
- napájecí napětí +5 V.

Na vstupu AM je emitorový sledovač a za ním je zesilovač se společným emitorem. Z nich je buzen Schmittův klopný obvod z hradek TTL. Citlivost této části je 50 mV v rozsahu kmitočtů 100 kHz až 5 MHz. V části FM je kromě již zmíněného IO DS8629 tranzistor FET, oddělující vstup DS8629 od oscilačního obvodu. V předděliči jsou použity rezistory 0,25 W nebo 0,125 W a miniaturní keramické kondenzátory. Displej je s obvody stupnice propojen plochým vodičem. Mf kmitočet AM je pevně naprogramován na 455 kHz. Oscilátory jsou jako v předchozím případě navázány přes vazební vinutí, signál je k předděliči přiveden souosým kabelem. DS8629 může zakmitávat při nepřítomnosti vstupního signálu.

Na závěr si ještě povíme o rozdílech mezi AY-3-8114. Jejich vývody a funkce vývodů jsou identické, pouze

- AY-3-8112 má hodiny ve dvanáctihodinovém cyklu, kdežto AY-3-8114 ve 24hodinovém cyklu,
- AY-3-8112 má rozteč „kanálů“ 200 kHz, kdežto AY-3-8114 100 kHz.

IMPULSNÍ REGULÁTOR NAPĚTÍ JAKO ANALGOVÁ DĚLIČKA

I přes bouřlivý nástup číslicové výpočetní techniky je stále třeba řešit obvody, realizující základní matematické funkce (+, −, ×, :) v čistě analogové formě. Vstupními i výstupními veličinami takového funkčního bloku mohou být například napětí určité úrovně. Analogové funkce +, − lze řešit běžně známými obvody s operačními zesilovači. S analogovými násobičkami a děličkami se naopak setkáváme velmi zřídka – hlavním důvodem je dosud obtížná realizace těchto zajímavých a užitečných obvodů. V [1] bylo publikováno velmi vtipné řešení děličky, mimořádně vhodné k názorné demonstraci funkce dělení.

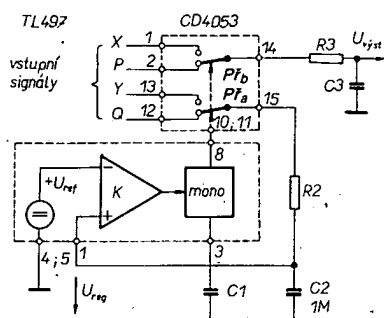
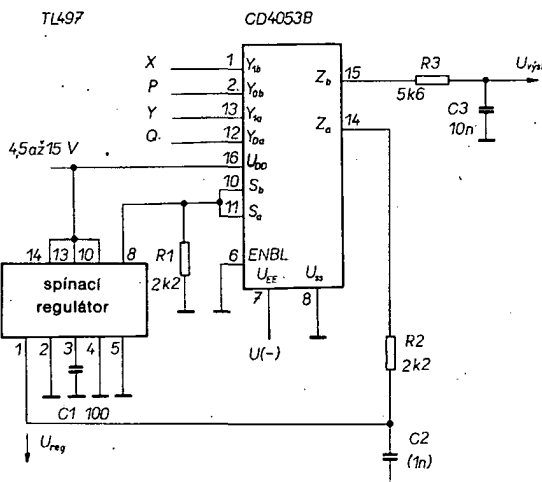
Jak vyplývá z obr. 1, je kromě dvou víceúčelových obvodů (analogového přepínače a spínacího napětového regulátoru) k realizaci děličky třeba pouze několik pasívních prvků. Obvod CD4053 si pro jednoduchost můžeme představit jako dvojici jednopólových přepínačů P_{ra}, P_{rb} (obráz. 2), ovládaných logickými signály S_a, S_b (obráz. 1). Proto je na výstupy Z_a, Z_b přiložen vždy pouze jeden z každé dvojice vstupních signálů X, P a Y, Q. Obvod TL497 je monolitický impulsní (spínací) regulátor napětí, pracující na principu regulace s proměnným kmitočtem. Rozborem vnitřní struktury i aplikačních možností obvodu jsem se již zabýval v [2]. V našem případě však stačí uvažovat TL497 jako „znovuspuštělný“ monostabilní klopný obvod, tvořený napětovým komparátorem s vlastním zdrojem referenčního napětí a monostabilním obvodem. Multivibrátor je spouštěn ke generování kyvu (pevného časového intervalu T_a) vždy, když se napětí na regulačním vstupu zmenší pod úroveň referenčního napětí, tj. $U_{reg} < U_{ref}$.

Dělič funkce zapojení vyplývá z využití regulační podstaty činnosti impulsního regulátoru TL497. Vidíme, že poloha obou analogových přepínačů je závislá na okamžitě nastaveném stavu monostabilního obvodu. Samozřejmě, že se mění synchronně s kmitočtem regulátoru, se střídou impulsního průběhu na výstupu monostabilního obvodu. Okamžitý kmitočet i střída výstupních impulsů (T_a/T_c) však zpětně závisí na velikostech vstupních napětí U_Y, U_Q nadřazeného přepínače P_{ra}, pracujícího v regulační smyčce. Na základě vyhodnocení střední hodnoty regulačního zpětnovazebního napětí U_{reg} ovládá impulsní regulátor střidu výstupních impulsů v rozsahu 0 až 100 %. K dosažení proporcionality mezi zpětnovazebním napětím U_{reg} a střídou impulsů T_a/T_c je nutno zajistit určité podmínky.

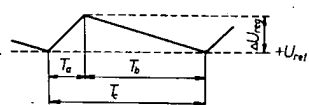
Předpokládáme, že napětí $U_Y > U_{ref} > U_Q$. Potom má napětový průběh na výstupu přepínače P_{ra} impulsní charakter. V rytmu kmitů impulsního regulátoru: se na tomto výstupu vytváří sekvence úrovní U_Y, U_Q. Z obr. 1 a 2 vidíme, že tento signál prochází před zavedením na zpětnovazební regulační vstup TL497 filtračním členem R2C2. Bez ohledu na velikost časové konstanty τ₂ můžeme formulovat velikost střední hodnoty regulačního signálu děličky v ustáleném režimu

*) Článek se svou tematikou vymyká z rámce tohoto čísla AR řady B, byl použit z technických důvodů, proto jsou odlišné číslování i obrázky.

Obr. 1. Analogová dělička využívající monolitického spínacího regulátoru



Obr. 2. Zjednodušené funkční schéma děličky



Obr. 3. K rozboru činitele plnění cyklu děličky

$$U_{reg} = \frac{T_a}{T_c} U_x + \frac{T_b}{T_c} U_0 \quad (1)$$

přičemž T_a je doba aktivního a $T_b = T_c - T_a$ doba pasivního intervalu klopného obvodu, $T_c = T_a + T_b$ je perioda regulátoru.

Logickou úvahou lze však dojít k závěru, že správné funkce děličky lze dosáhnout pouze při určité minimální časové konstantě $\tau_2 = R_2 C_2$. Vyjdeme z faktu, že obvod TL497 generuje pevný interval $T_a = k$, zmenší-li se napětí regulačního vstupu (vývod 13 – 14 (obr. 2)). Protože je vždy splněna nutná podmínka $U_y > U_{ref}$, bude špičková hodnota $U_{reg \max}$ na konci intervalu $T_a U_{ref} + \Delta U_{reg}$. Aby v rozkmitu ΔU_{reg} byla uchována informace o poměru U_x/U_{ref} , nesmí dojít k nelinearitě v průběhu $\Delta U_{reg}/\Delta t$. Pouze tak lze zajistit, že doba, za níž se okamžitá hodnota U_{reg} opět změní na U_{ref} (podmínka rovnosti), tj. doba trvání proměnného pasivního intervalu T_b bude přesným obrazem poměru napětí U_0/U_{ref} . S jednoduchým integračním členem, užitým v původním zapojení, je zřejmé nutné použít velkou časovou konstantu $\tau \gg T_{c \max}$. Jenom tehdy bude dynamická odchylka ΔU_{reg} velmi malá a zvětšení i zmenšení ΔU_{reg} v intervalu každé periody T_c bude mít lineární charakter (obr. 3).

Při zajištění linearity pilovitého průběhu U_{reg} lze ze vztahů

$$\frac{\Delta U_{reg}}{T_a} \sim f(U_y - U_{ref});$$

$$\frac{\Delta U_{reg}}{T_b} \sim f(U_{ref} - U_0) \quad (2)$$

odvodit závislost činitele plnění pracovního cyklu TL497

$$\frac{T_a}{T_c} = \frac{U_{ref} - U_0}{U_y - U_0} \quad (3)$$

Z těchto jednoduchých úvah vyplývá, že v původním zapojení, obr. 1, je uvedena chybně kapacita kondenzátoru C2. Časová konstanta τ_2 je rovna $2,2 \cdot 10^{-6}$ s, to znamená je mnohem kratší, než perioda T_c . Za této podmínky by dělička nemohla fungovat. Předpokládám, že se jedná o chybu při překreslování a že správná kapacita kondenzátoru C2 by měla být 1 μ F.

Dosud jsme se zabývali pouze funkcí analogové impulsní regulační smyčky. Uvažujme nyní další dvojici vstupních napětí U_x , U_p , zaváděných na druhý, synchronně s prvním pracující přepínač P_f . Tento druhý přepínač má charakter podřízenosti, protože žádným způsobem neovlivňuje činnost regulační smyčky. Ze synchronismu obou přepínačů však lze odvodit pro střední hodnotu výstupního napětí rovnici, analogickou (1), tj.

$$U_{výst} = \frac{T_a}{T_c} U_x + \frac{T_b}{T_c} U_p \quad (4)$$

Po dosažení, vyplývajícím ze (3), bude výstupní napětí

$$U_{výst} = \frac{(U_{ref} - U_0)(U_x - U_p)}{U_y - U_0} + U_p \quad (5)$$

Formálně lze výraz pro funkci děličky podstatně zjednodušit, budou-li napětí U_p , U_0 nulová, tj. vstupy P, Q uzemněny. Po dosažení do (5) bude $U_{výst} = U_{ref} U_x / U_y$. Zvláštní výstupního napětí děličky a rychlost její odezvy do značné míry podmiňuje velikost časové konstanty $\tau_3 = R_3 C_3$. Mezní velikost proměnného kmitočtu regulátoru TL497 je při $C_1 = 100$ pF přibližně 80 kHz.

- [1] Laney, O.: Switching regulator performs multiple analog division. Electronics, únor 1982.
- [2] Kyrš, F.: Impulsně regulované měniče a stabilizátory napětí. AR B4/82.

F. Kyrš

Anténní zesilovače

Je-li jakost příjmu na VKV nebo televize uspokojivá, nepřináší anténní zesilovač již žádné podstatné zlepšení – to platí zejména, máme-li dobrý přijímač, výkonovou anténu a je-li použit krátký svod s co nejmenším útlumem. Tento ideální stav se však v praxi vyskytuje zřídka, neboť anténa bývá s přijímačem obvykle spojena dlouhým svodem. Anténní svod způsobuje vždy útlum signálu z antény, útlum závisí na délce a jakosti kabelu. Souosý kabel průměrné jakosti způsobuje při délce 20 m útlum 6 dB (25 % anténního signálu se dostane na anténní svorky přijímače). V takovém případě je použití anténního zesilovače opodstatněné. Při stanovení zesílení anténního zesilovače vycházíme z útlumu kabelu a případně z dalších vložených útlumů (mezi anténou a přijímačem).

Anténní zesilovače se používají i ke zvětšení citlivosti přijímače. V obou případech je většinou používán širokopásmový zesilovač nebo zesilovač s neladěným vstupem. Takový zesilovač však nejen zlepši citlivost, ale jeho použití přináší i problémy (vznik křížové modulace apod.).

Anténním zesilovačem by se tedy měly kompenzovat ztráty anténního rozvodu. Zesilovač musí splňovat i požadavky „ze strany přijímače“: má být připojen přímo na anténu a napájen buď z vlastního zdroje nebo kabelem z přijímače. Nejlepším řešením je použití přeladitelný anténní zesilovač. V praxi toto řešení přináší zvýšené náklady a zdlouhavou obsluhu, neboť musíme naladit nejdříve přijímač a pak zesilovač. Druhou cestou je použití zesilovač pro dané pásmo (např. VKV, VHF, UHF). Tím lze potlačit všechny vysiřlače mimo pásmo a zmenšit vliv křížové modulace. Pro anténní soustavu se selektivními výhybkami je však širokopásmový zesilovač tím nejvhodnějším řešením.

Aby mohl být kompenzován útlum kabelu, musí mít anténní zesilovač nejen potřebné zesílení, ale i menší šumové číslo než použité přijímač. K posouzení šumových vlastností přijímače nebo zesilovače bylo zavedeno šumové číslo F , které je definováno jako poměr dvou poměrů: poměru signál-šum na vstupu k poměru signál-šum na výstupu přijímače nebo zesilovače. Poměrem signál-šum v daném případě je poměr výkonů, tedy poměr výkonu signálu k výkonu šumu. Číslo F je vyjádřeno rovnicí:

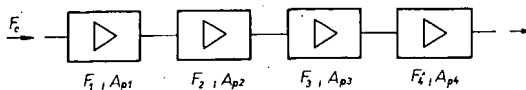
$$F = (P_{se}/P_{re}) / (P_{sa}/P_{ra}),$$

kde P_{se} je výkon signálu na vstupu, P_{re} výkon šumu na vstupu, P_{sa} je výkon signálu na výstupu, P_{ra} je výkon šumu na výstupu.

U ideálního zesilovače, který zesiluje bez šumu, je tedy poměr signál-šum na vstupu shodný s poměrem signál-šum na výstupu a $F = 1$. U všech reálných zesilovačů je $F > 1$. Šumové číslo je uváděno buď jako bezrozměrné nebo v kT_0 , číselný výsledek je v obou případech shodný. Např. $F = 4 = 4 kT_0$. Nejčastěji je šumové číslo uváděno v decibelech. Vztah mezi F v kT_0 a F v dB je dán rovnicí:

$$F[\text{dB}] = 10 \log F[kT_0].$$

Velmi jakostní přijímače mají $F < 5$ (7 dB). Dobré tunery FM mívají šumové číslo mezi 3 až 4 kT_0 (4,8 až 6 dB). Dobré anténní zesilovače musí mít šumové číslo menší než přijímač, aby mohlo být plně využito jejich zisku. To vyplývá z rovnice pro celkové šumové číslo F_c za sebou řazených zesilovačů (obr. 69):



Obr. 69. Šumové číslo za sebou řazených zesilovačů

$$F_c = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{p1}A_{p2}} + \frac{F_4 - 1}{A_{p1}A_{p2}A_{p3}} + \dots$$

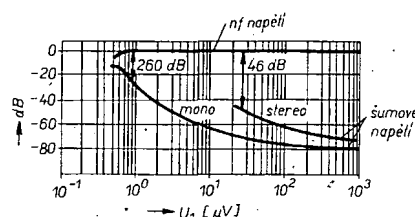
Z této rovnice vyplývá, že šumové číslo F_1 prvního stupně tvoří podstatnou část celkového šumového čísla, šumové číslo F_2 druhého stupně se uplatňuje méně, neboť se dělí ziskem A_{p1} prvního stupně. Při dostatečném zesílení prvního stupně můžeme proto vliv druhého a dalších stupňů na celkové šumové číslo zanedbat. První stupeň (v tomto případě anténní zesilovač) určuje tedy šumové vlastnosti a tím i citlivost celého přijímacího zařízení. Je tedy skutečně možné zlepšit citlivost běžného přijímače předzesilovačem, který má malé šumové číslo a dostatečný zisk. Pro snazší pochopení si uvedeme příklad: před přijímač s $F = 5$ je zapojen anténní zesilovač s $F = 3$. Celkové šumové číslo F_c je závislé na zesílení předzesilovače. Při výkonovém zesílení 2 (3 dB) bude F_c asi 5, což není žádné zlepšení. Při zesílení 10 (10 dB) se zlepší F_c na 3,4 dB; při zesílení 100 (20 dB) bude $F_c = 3,04$, tedy přibližně rovné šumovému číslu anténního zesilovače.

Se zlepšováním šumového čísla se zlepšuje i citlivost přijímače. Citlivost je obvykle definována jako anténní napětí, při němž dostaneme na výstupu přijímače (detektoru nebo dekoderu) požadovaný poměr signálu a šumu (napětí). Potřebné vstupní napětí pro daný poměr s/š nezávisí jen na šumovém čísle přijímače, ale i na způsobu modulace, stupni modulace a rovněž na nf a mf šířce pásma a na anténní impedanci přijímače. Zůstanou-li tyto parametry po připojení anténního zesilovače zachovány, lze zlepšit citlivost přijímače zlepšením šumového čísla. Pro zisk platí:

$$G_p = \frac{F}{F_c} \text{ nebo } G_u = \sqrt{\frac{F}{F_c}}$$

kde F je šumové číslo přijímače v kT_0 ,
 F_c celkové šumové číslo,
 G_p výkonový zisk,
 G_u napěťový zisk.

Pro zisk v dB platí: G (dB) = $10 \log G_p$ nebo $20 \log G_u$. Co lze ze zisku odvodit? Zisk v dB umožní vysvětlit zlepšování v poměru s/š. Tento poměr lze zjistit na vstupu demodulátoru. Za demodulátorem již dostáváme nf napětí, které odpovídá přibližně v poměru s/š pouze u přijímačů AM. U přijímačů FM je v poměru s/š menší a se zvětšujícím se vstupním napětím se nezmenšuje. V technických údajích velmi kvalitních přijímačů FM je obvykle uváděn graf a poměr s/š pro „mono“ a pro



Obr. 70. Diagram pro poměr signál/šum

„stereo“ v závislosti na vstupním napětí U_{vst} . Na obr. 70 je příklad takového grafu, z něhož je zřejmé, že se odstup šumu při napětích menších než $1 \mu\text{V}$ mění skokově, v rozsahu středních vstupních napětí se zvětšuje úměrně se vstupním napětím. Od určitého vstupního napětí zůstává odstup rušivých napětí konstantní. Ve zvoleném případě je horní hranice $0,1 \text{ mV}$ pro „mono“ a $0,3$ až $0,4 \text{ mV}$ pro „stereo“. Co z toho vyplývá? Při příjmu velmi slabých vysílačů s únikem signálu může i nepatrné zvětšení zisku (dobrá anténa nebo anténní zesilovač) vést k relativně podstatnému zlepšení odstupu šumu. U vysílače s časovými úniky nebude zisk antény nebo zesilovače příliš platný. U dobrých přijímačů se anténním zesilovačem nepodstatně zlepši odstup rušení, u horších je zlepšení příjmu patrné. Není možné očekávat, že se takto zlepší u „necitlivého přijímače“ i např. selektivita a činitel zkreslení. Ve výjimečném případě se může zlepšit citlivost, aniž by se zlepšilo šumové číslo. Má-li přijímač vstupní jednotku s malým šumovým číslem a nemá-li jeho mf zesilovač dostatečné zesílení, není možné dosáhnout citlivosti, kterou by umožňovala vstupní jednotka. Také pak může anténní zesilovač zlepšit příjem, neboť „doplní“ potřebný zisk, i když za cenu zhoršeného šumového čísla. I když je výhodnější zvětšit zesílení mf dílu, je v praxi snazší použít anténní zesilovač než modifikovat přijímač.

Každý anténní svod má ztráty. U sousochých kabelů jsou tyto ztráty (útlum) podle provedení kabelů různé. V zásadě platí, že čím je kabel tlustší, tím jsou ztráty menší. Útlum běžných kabelů bývá $4,5$ až 45 dB na 100 m (pro 200 MHz). Pro běžné kabely musíme počítat s útlumem $25 \text{ dB}/100 \text{ m}$. Tzv. „bezútlumové“ kabely mají útlum 12 až $15 \text{ dB}/100 \text{ m}$. K těmto ztrátám kabelu je však nutné připočítat ztráty vzniklé nepřizpůsobením na vstupu a výstupu a průchozí útlum přípojných míst a konektorů. Všechny tyto ztráty zmenšují užitečný signál a nemůžeme je jednoduše kompenzovat anténním zesilovačem s odpovídajícím zesílením. K návrhu zesilovače musíme vypočítat zisk a ztráty v závislosti na šumovém čísle. Obvykle vycházíme z toho, že šumové číslo kabelu je rovno 1 a „zesílení“ menší než 1. Pro kabel a přijímač dostaneme celkové šumové číslo

$$F_c = 1 + \frac{F}{D}$$

Je-li anténní zesilovač u antény, pak bude šumové číslo složeno ze sériové kombinace šumů anténní zesilovač–kabel–přijímač:

$$F_c = F_a + \frac{F - 1}{DA_v}$$

kde F_a je šumové číslo anténního zesilovače a
 A_v výkonové zesílení anténního zesilovače.

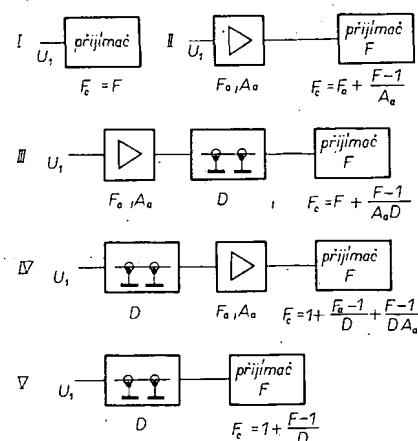
Celkové šumové číslo je tedy určeno pro kombinaci anténního zesilovače + přijímač (neuvažuje se kabel) šumovým číslem anténního zesilovače a zesílením anténního zesilovače. Zesílení anténního zesilovače je ovšem zmenšeno útlumem D kabelu. Je-li F_a menší než F a účinné zesílení AD dostatečné, vyloučí se úplné útlum kabelu, F_c bude menší než F .

Podstatně nepříznivější je, je-li anténní zesilovač na konci svodu u přijímače. Pak pro řetězec anténní kabel–anténní zesilovač–přijímač bude:

$$F_c = 1 + \frac{F_a - 1}{D} + \frac{F - 1}{DA_v}$$

V tomto případě zhoršuje útlum kabelu šumové číslo anténního zesilovače, takže se zhorší celkové šumové číslo F_c .

Na obr. 71 jsou pro porovnání uvedeny různé způsoby propojení přijímacích zařízení: přijímač VKV se šumovým číslem



Obr. 71. Příklady zapojení přijímací soustavy

$F = 3,5 \text{ dB}$ a citlivostí podle obr. 70 (měřeno při zdvihu $\pm 40 \text{ kHz}$, šířce pásma 180 až $16\,000 \text{ Hz}$); anténní zesilovač má šumové číslo $F_a = 1,5 \text{ dB}$ a výkonový zisk 20 dB , anténní kabel má útlum 6 dB ($0,25$). Na obr. 71 jsou shora dolů uvedeny následující případy:

- přijímač bez anténního kabelu a zesilovače,
- přijímač s anténním zesilovačem a bez kabelu,
- přijímač s anténním zesilovačem u antény a s kabelem,
- přijímač s anténním zesilovačem na konci anténního svodu,
- přijímač s kabelem bez anténního zesilovače.

K těmto blokovým schémátům je nutno poznamenat: údaje pro F_c , F , zisk v dB, potřebné anténní signálové napětí pro odstup signál/šum 60 dB a napětí na anténě $0,1 \text{ mV}$ jsou v tab. 10. Není-li použit anténní kabel, zlepši anténní zesilovač odstup rušení teoreticky 5 dB , s anténním kabelem tedy 10 dB . V praxi však těchto teoretických údajů nelze dosáhnout. V prvním případě je někdy lepší použít zapojení podle d) raději než podle c), v druhém případě nejsou výhody d) oproti a) tak zřejmé, ale pokus je může potvrdit. To platí zejména při příjmu „mono“ velmi vzdáleného přijímače.

Nejlepší anténní zesilovač je ovšem anténa. Zisk antény je porovnáván se ziskem jednoduchého dipólu, který má zisk 0 dB . Anténa se ziskem např. 8 dB má proti dipólu výstupní napětí $2,5 \times$ větší. Zisk 8 dB odpovídá přímému zlepšení v odstupu signál/šum o 8 dB , neboť anténa

Tab. 10. Parametry přijímací soustavy ($F = 3,5$, $F_a = 1,5$, $A_v = 100$ (20 dB), $D = 0,25$ (-6 dB), citlivost přijímače podle obr. 70)

Příklad obr. 71	F_c [kT_0]	G [dB]	Citlivost*) [μV]	Odstup s/š**) [dB]
I	3,5	0	100	60
II	1,53	3,6	66	64
III	1,6	3,4	68	63
IV	3,1	0,5	94	61
V	11	-5	177	55

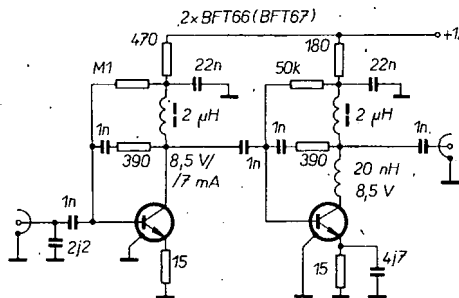
*) pro nf odstup šumu při stereo 60 dB

**) pro stereo při $U_i = 100 \mu\text{V}$

„dodává zisk“ bez šumu, přitom je prakticky nepřebuditelná a nepotřebuje napájecí napětí. Proto vždy při snaze zlepšit příjem začínáme u antény.

Dva typické anténní zesilovače

Anténní zesilovače s opravdu dobrými vlastnostmi jsou u nás dosti vzácné, neboť požadavky jako velká přebuditelnost a malý šum lze jen těžko splnit s běžnými vF tranzistory. Odolnost proti přebuzení se zlepšuje se zvětšujícím se kolektorovým proudem, avšak s tímto proudem se



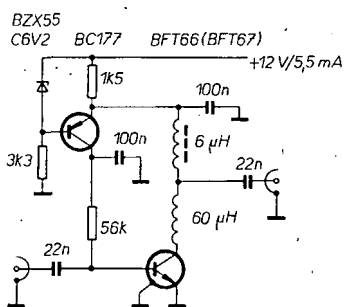
Obr. 72. Zapojení jednostupňového předzesilovače

zvětšuje i šumové číslo. Musíme obvykle volit vhodný kompromis: u širokopásmového zesilovače volíme velký kolektorový proud, čímž dosáhneme velké přebuditelnosti a horšího šumového čísla, u kanálových zesilovačů (příp. zesilovačů pro dané pásmo) nastavujeme vzhledem k požadovanému malému šumu malý kolektorový proud i za cenu horší přebuditelnosti.

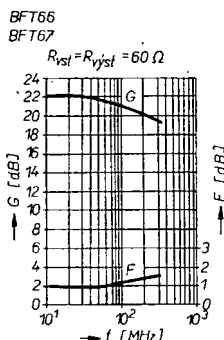
Současná technologie dovoluje však vyrábět tranzistory, které mají malé šumové číslo i při velkém kolektorovém proudu. Tyto tranzistory jsou vhodné pro anténní zesilovače a vstupy tunerů (např. BFT66 a BFT67, Siemens).

Vlastnosti anténních zesilovačů nezávisí přirozeně jen na použitých tranzistorech. Tranzistor sám o sobě nedělá sice anténní zesilovač, ovšem anténní zesilovač nemůže mít lepší parametry než použitý tranzistor. Proto bude nesprávné šetřit na ceně tranzistoru. V datech pro tranzistory BFT66 a BFT67 uvádí výrobce dva příklady zapojení zesilovačů, které jsou výchozím bodem pro další vývoj. Na obr. 72 je například zapojení jednostupňového zesilovače a na obr. 73 zapojení dvoustupňového zesilovače s velkou šířkou pásma. Parametry zapojení jsou na obr. 74 a obr. 75. Z nich vyplývá, že dvoustupňový zesilovač má plošší průběh šumového čísla a zesiluje v širším rozsahu kmitočtů (25 až 1000 MHz). U jednostupňového zesilovače se zesílení zmenšuje s rostoucím kmitočtem a začíná se zvětšovat šumové číslo. V rozsahu kolem 100 MHz je šumové číslo ještě malé a zesílení větší než u zesilovače z obr. 73. Měření ukázala, že jednostupňový zesilovač s BFT66 má při 800 MHz ještě zesílení 15 dB a šumové číslo menší než 2 dB. Pro obvyklé případy použití postačí zesilovač s jedním BFT66. Tranzistor BC177 v obr. 72 slouží ke stabilizaci pracovního bodu (kolektorového napětí) BFT66 na 6,5 V, kolektorový proud je 3,7 mA.

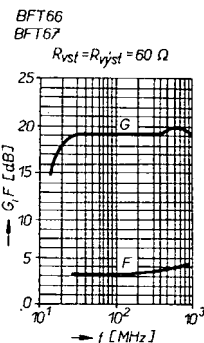
Z charakteristik tranzistorů na obr. 76 a obr. 77 lze odvodit závislost šumového čísla a intermodulačních vlastností na kolektorovém proudu. Na obr. 76 je závislost šumového čísla při 10 MHz a 800 MHz pro různé kolektorové proudy v závislosti na odporu zdroje. Při odporu zdroje 50 až 75 Ω a kolektorovém proudu 10 mA je šumové číslo při 800 MHz ještě menší než 3 dB. Intermodulační produkty v závislosti na kolektorovém proudu jsou na obr. 77.



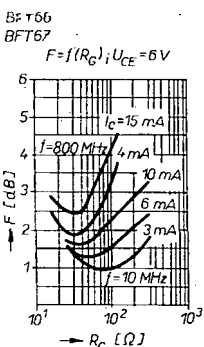
Obr. 73. Zapojení dvoustupňového zesilovače



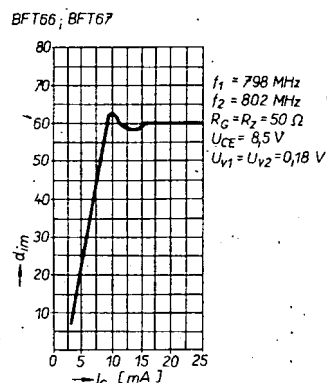
Obr. 74. Parametry jednostupňového zesilovače



Obr. 75. Parametry dvoustupňového zesilovače



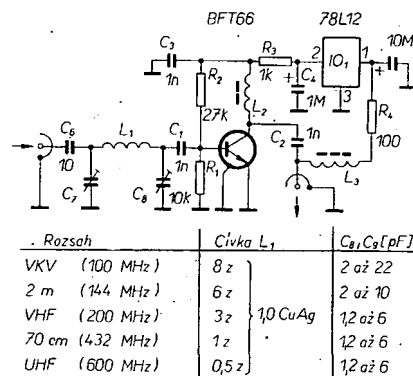
Obr. 76. Závislost šumového čísla na kolektorovém proudu



Obr. 77. Odstup intermodulačních produktů

Odstup intermodulačních produktů se měří dvěma generátory připojenými na vstup přijímače; jeden má výstupní napětí 180 mV. Odstup intermodulačních produktů je pak definován rozdílem (v dB) mezi úrovněmi generátorů a úrovní vzniklých směšovacích produktů na výstupu. V rozsahu 2,5 až 10 mA se odstup intermodulačních produktů zlepšuje plynule se zvětšujícím se kolektorovým proudem a při asi 10 mA dosáhne maxima (přes 60 dB). U zesilovače pro daný rozsah nebo u kanálového voliče s BFT66 můžeme kolektorový proud zmenšit ve prospěch šumového čísla. U širokopásmového zesilovače (kabelového zesilovače) je doporučen kolektorový proud 10 mA, aby bylo dosaženo maximální výstupní úrovně 180 mV (105 dBμV).

Zapojení na obr. 78 je jednostupňový zesilovač s BFT66, který je vhodný pro 80 až 800 MHz. Zesílení a šumové číslo odpovídají obr. 74. V prvním případě je tento zesilovač použit jako zesilovač určitého pásma kmitočtů. Standardní verze má na vstupu selektivní pásmovou propust C₆, C₇, C₈ a L₁ (obr. 78). Na obr. 78 jsou součástky vstupního filtru pro pět rozsahů. Bez tohoto vstupního obvodu pracuje zesilovač jako širokopásmový v kmitočtovém rozsahu 80 až 800 MHz. Napájecí napětí je stabilizováno IO₁, která zaručuje stabilní pracovní bod. K zesilovači se napájecí napětí přivádí střední žilou sousedního kabelu od přijímače. Cívka L₃ odděluje vF napětí od napětí napájecího. Na výstupu stabilizátoru napětí je stejnosměrné napětí 11,5 až 12,4 V. Rezistorem R₃ se nastavuje kolektorový proud BFT66. Vysokofrekvenční je R₂ blokován kondenzátorem C₃, takže cívka L₂ slouží jako



Obr. 78. Selektivní jednostupňový zesilovač

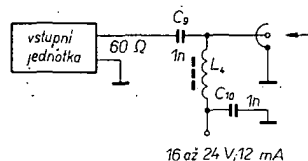
kolektorová impedace. Pracovní bod se nastavuje děličem napětí R_1 , R_2 (stabilizace pracovního bodu stejnosměrnou zápornou vazbou).

Ještě několik poznámek ke stavbě zesilovače: předpokladem (jako u všech vf obvodů) je přehledná a čistá montáž a dobré pájení bez studených spojů. Přívodní spoje součástek ve vf cestě musí být co nejkratší, platí to zejména pro C_6 , C_1 , C_2 a BFT66. Cívky L_2 a L_3 jsou stejné a mají 5 z drátu \varnothing 0,2 mm CuL na feritové perle o délce 5 mm a průměru 3,5 mm s dírou 1,3 mm. Drát je jednoduše protahován dírou kolem perly. Vzduchová cívka L_1 pro vstupní filtr podle obr. 78 má vnitřní průměr 8 mm. Na spodních kmitočtových rozsazích (VKV, VHF) ji lze navinout měděným drátem s lakovou izolací o \varnothing 0,2 mm. Vzdálenost závitů je pro dosažení maximální jakosti stejná jako průměr vodiče. Cívka pro UHF má 0,5 z a je provedena jako půlkruhová smyčka s poloměrem 4 mm. Souosý kabel je zapojen buď přímo do desky s plošnými spoji a nebo, pokud je použit souosý konektor, musí být spoj mezi ním a deskou co nejkratší. Pro propojení použijeme drát CuAg o \varnothing 1 mm.

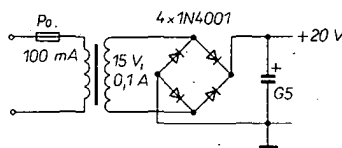
Při použití zesilovače jako širokopásmového odpadájí C_6 , C_7 , C_8 a L_1 . Výstupním kondenzátorem není pak C_6 , nýbrž C_1 ; souosý kabel je pak připojen na C_1 . Zaměníme-li všechny kondenzátory 1 nF za 10 nF, sniží se dolní mezní kmitočet na 10 MHz.

Na obr. 79 je připojení souosého kabelu do přijímače. Protože cívka L_1 má velkou impedanci, zabráňuje zkratu anténního signálu přes zdroj. Kondenzátor C_{10} blokuje vf napětí. Kondenzátor C_9 odděluje vstup přijímače od napájecího zdroje. Cívka L_2 je stejná jako cívky L_2 a L_3 ; 5 z drátu o \varnothing 0,2 mm CuL na feritové perle. Nemá-li přijímač vhodné napětí pro napájení zesilovače, použijeme napájecí zdroj podle obr. 80, z něhož lze napájet až šest těchto zesilovačů. Pokud je napáječ u zesilovačů, odpadá cívka L_3 . Napájení je připojeno přes R_4 . Anténní zesilovač má vstupní a výstupní impedanci 60 Ω (minimálně 50 Ω , maximálně 75 Ω). Použijeme-li anténu nebo kabel s impedancí 240 Ω , pak ho musíme přizpůsobit. K tomu použijeme komerční symetizační člen nebo adaptér. K přizpůsobení k anténě 240 Ω slouží symetizační smyčka podle obr. 81a. Délka smyčky odpovídá polovině vlnové délky přijímaného signálu, násobené zkracovacím činitelem 0,7, délky smyček pro dané rozsahy jsou na obr. 81. Připojení výstupu zesilovače ke kabelu 240 Ω je na obr. 81b. Cívka L_2 je zapojena jako transformátor s převodem 1:4. Na feritové perle budou tedy dvě vinutí a to 3 z (primární vinutí) a 6 z (sekundární vinutí) drátu o \varnothing 0,2 mm CuL. Cívka L_4 slouží ke stejnosměrnému propojení zemí kabelů. Při zapojování kabelu je nutno dodržet polaritu, proto je dobré si ji na kabelu označit. Pro dálkové napájení je možné použít zdroj z přijímače (obr. 81c). Pokud je napáječ u zesilovače, odpadnou C_2 , L_3 a L_4 .

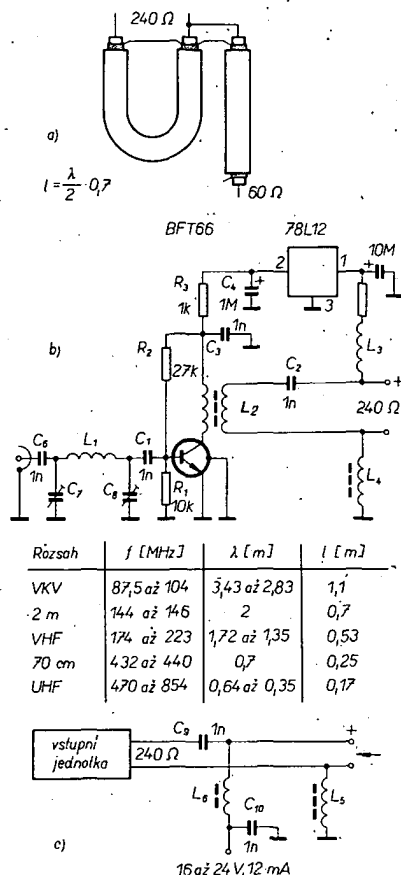
Dále popisovaný anténní zesilovač-aktivní autoanténa (a to platí o všech anténních zesilovačích) je určen pro zájemce, kteří mají dobrý přijímač. Běžné komerční zesilovače bývají osazeny tranzistorem FET, zapojeným jako emitorový sledovač, za nímž je připojen širokopásmový zesilovač. S ním je možné překlenout všechny vlnové rozsahy. Takové



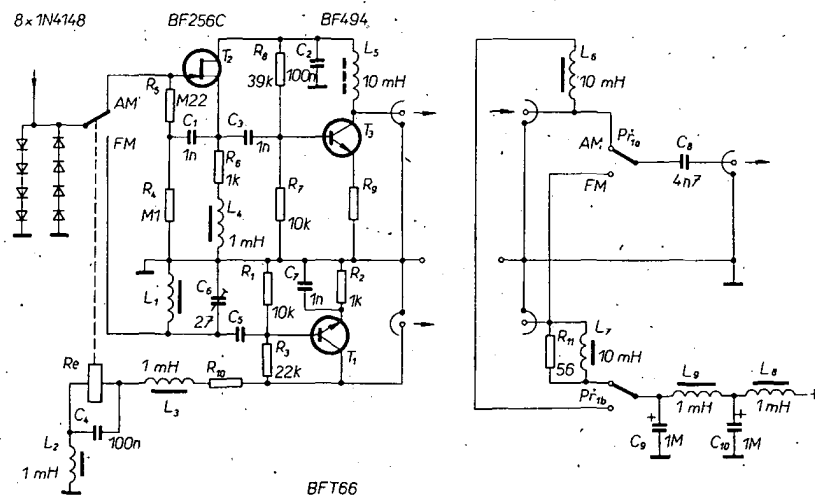
Obr. 79. Napájení zesilovače z přijímače



Obr. 80. Napájecí zdroj pro šest zesilovačů



Obr. 81. Symetizační smyčka (a), zesilovač s výstupní impedancí 240 Ω (b) a jeho napájení (c)



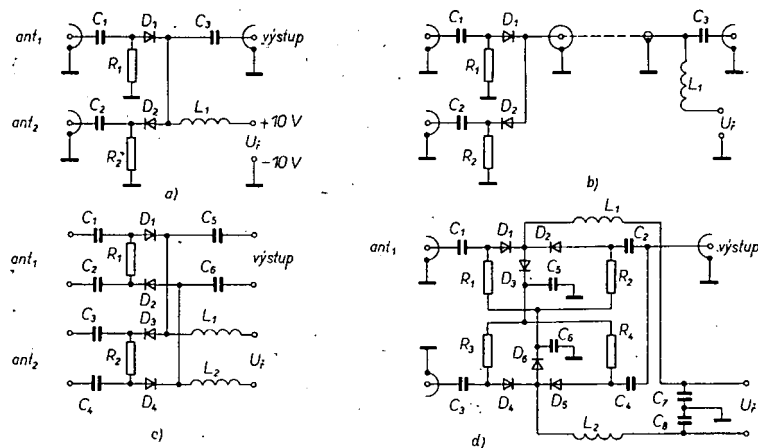
Obr. 82. Zapojení aktivní autoantény

uspořádání zaručuje jednoduchost obsluhy, ale není možné u něho dosáhnout optimálních vlastností. Chceme-li zlepšit příjem na pásmech AM při nízké ceně, je vhodné, aby daný zesilovač pracoval jen do 30 MHz (při příjmu FM bude překlenut). Pro příjem signálu FM je lépe použít zvláštní zesilovač. Signály AM a FM je možné oddělit filtry. Toto řešení je možné, ale není optimální. Pro příjem vysíláčů AM je prutová autoanténa krátká a tedy signál AM s ní lze přijímat jen špatně. Vstupní impedace zesilovače musí být přitom co největší. Velké vstupní impedance se však jen velmi těžko dosáhne, budou-li na vstupu zesilovače parazitní kapacity. A když pak na vstup zesilovače AM připojíme ještě zesilovač FM s filtrem, parazitní kapacity se dále zvětší. Proto je lépe přepínat pásma přepínačem.

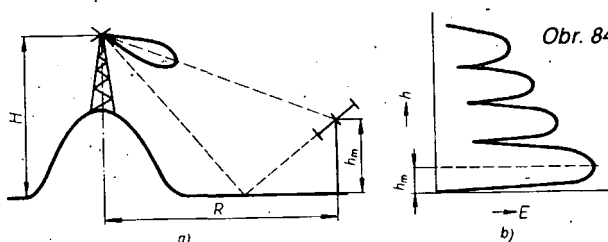
Anténní zesilovač musí být co nejbližší anténě. Umístíme-li zesilovač v blízkosti přijímače, určitě se nezlepší poměr signál-šum. Umístíme-li ho v blízkosti autoantény, bude nutno dálkově přepínat vstup kontakty relé. Není-li na relé napětí, je zesilovač v poloze AM. Jednotlivé zesilovače se volí dvoupólovým přepínačem, jehož jeden kontakt přepíná výstup zesilovače na vstup přijímače a druhý připojuje napájecí napětí na jednotlivé zesilovače. K propojení s přijímačem jsou použity dva souosé kabely, které jsou využity i k napájení zesilovačů. Proto je vhodné přepínač rozsahů umístit co nejbližší k přijímači. Mezi + pol napájení a vodič signálu jsou zapojeny tlumivky, které mají malý odpor pro stejnosměrné napětí a velkou impedanci pro střídavý signál. Na vstupu zesilovače jsou proti velkým napětím (např. elektrostatickým výbojům) připojeny ochranné diody v antiparalelním zapojení. V horní části obr. 82 je zapojení zesilovače AM, jehož vstupní impedance je určena tranzistorem FET v emitorovém sledovači; zesílení se nastavuje emitorovým rezistorem R_9 v druhém stupni.

V zesilovači FM je použito běžné zapojení pro tranzistor BFT66. Pro signály FM má být délka autoantény $\lambda/4$. Pomocí L_1 , C_6 můžeme nastavit zesilovač a to tak, že přijímač naladíme na slabý vysíláč a trimrem C_6 otáčíme tak dlouho, až dosáhneme minimálního šumu. Přes R_{10} je napájena cívka relé; R_{10} volíme podle napětí cívky relé. L_8 , L_9 , C_9 a C_{10} potlačují rušivá napětí, vznikající při provozu auta, která by mohla mít vliv na činnost zesilovače.

Při stavbě rozvodu VKV nebo TV vzniká problém, jak sloučit u antén a rozdělit u posluchače signály žádaných vysíláčů. Pro tyto účely je k dispozici poměrně široký sortiment anténních výhybek i ka-



Obr. 83. Diodový přepínač



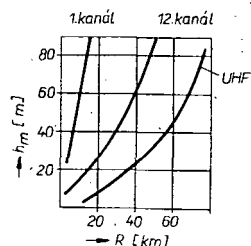
Obr. 84. Šíření vln v rovině

nálové výhybky, s jimiž lze více či méně jednotlivě vedle sebe ležící kanály oddělit. Výhybky mají ovšem řadu nedostatků, mezi nejzávažnější patří velký průchozí útlum a relativně špatné oddělení vedlejších kanálů. Lepší vlastnosti má diodový přepínač, ovšem jen v tom případě, že je z několika antén napájen jen jeden přijímač VKV a TV.

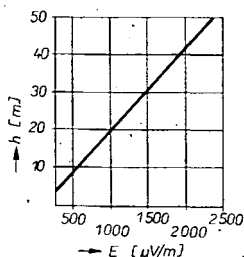
Na obr. 83a je nejjednodušší varianta diodového přepínače se dvěma diodami paralelně v stejnosměrném obvodu řídicího napětí U_f , přičemž podle polarity tohoto napětí je jedna otevřená a druhá zavřená. Pro omezení proudu otevřenou diodou je využito R_1 nebo R_2 . Antenní signál je přes příslušné vstupy a buď diodu D_1 nebo D_2 propojen na výstup. Přitom otevřená dioda nezpůsobí útlum signálu, kdežto zavřená ho nepropustí nebo podstatně utlumí. Když je v obr. 83a řídicí napětí záporné proti zemi, bude otevřená

dioda D_1 a D_2 bude zavřena; signál z antény 1 je připojen prakticky bez útlumu k přijímači, kdežto signál z antény 2 bude utlumen. Při kladném řídicím napětí tomu bude naopak. Na obr. 83b je modifikované zapojení diodového přepínače, v kterém je antenního kabelu využito jako vodiče pro řídicí napětí. Tím je umožněno přepínač umístit v blízkosti antény, bez požadavku na další vodič pro řídicí napětí. Zapojení na obr. 83a, b je možné použít jen pro souosý kabel. Na obr. 83c je zapojení pro dvojitinku. Výhody diodových přepínačů vzniknou při použití třetí diody v každé větvi článku T. Diody jsou pólovány tak, že obě diody v podélné větvi jsou vodivé a dioda v příčné větvi je zavřená nebo obrácená. V prvním případě je antenní signál propouštěn přes článek T, v druhém ne (obr. 83d).

Možnosti nasazení diodových přepínačů jsou omezeny odporem v propustném směru, relativně velkým odporem v závěrném směru a zejména kapacitou polovodičového přechodu. Tato kapacita vede k tomu, že se zvětšuje průchozí útlum otevřené větve a zmenšuje se útlum ve větvi zavřené se zvyšujícím se kmitočtem. Proto lze jen velmi těžko použít diodový přepínač ve IV. a V. TV pásmu; v pásmu I. a III. však může nahradit běžné výhybky. Je nutno poznamenat, že diodový přepínač nemá vliv na antény jednotlivých kanálů.



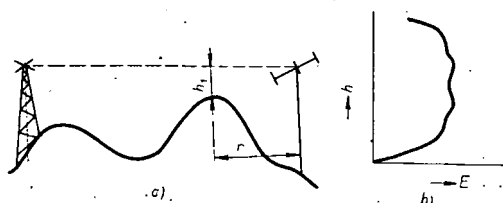
Obr. 85. Závislost h_m na vzdálenosti od vysílače



Obr. 86. Závislost síly pole na h_m

Výběr místa pro přijímací anténu

V mnohých případech je nekvalitní příjem signálu zaviněn nevhodným umístěním



Obr. 87. Šíření vln v kopcovitém terénu

antény. Abychom mohli správně instalovat anténu, je zapotřebí znát podmínky šíření signálu v místě příjmu.

Nejdříve si objasníme případ, kdy je anténa umístěna na rovině (step, nížina, moře). Protože signál vysílače se od roviny odráží, dostanou se k anténě signály dva: jeden přímý a druhý odražený (obr. 84a). V důsledku interferencí vzniknou stojaté vlny. Pole se v závislosti na výšce antény mění podle obr. 84b, kde h je výška přijímací antény a E síla pole v místě antény. Maximální síla pole je v místě složení signálů (jsou ve fázi), a minimum tam, kde jsou signály v protifázi. S rostoucí výškou se síla pole zmenšuje, protože se přijímací anténa dostává postupně mimo směrový diagram vysílací antény. Velikost prvního, k zemi nejbližšího maxima h_m je možno určit z rovnice:

$$h_m = \frac{\lambda R}{4H}$$

kde λ je vlnová délka vysílaného signálu, R vzdálenost vysílací a přijímací antény, H výška vysílací antény nad okolním povrchem.

Je-li např. $\lambda = 1,5$ m, $R = 10$ km a $H = 250$ m, pak $h_m = 15$ m. Druhé maximum bude ve výšce 45 m, třetí ve výšce 75 m, čtvrté ve výšce 105 m atd.

Rovnice pro h_m platí jen do vzdálenosti asi 25 km od vysílače. Při větších vzdálenostech je nutno již počítat se zakřivením povrchu Země a výpočet maxim bude složitější. Pro nejčastější případ, kdy $H = 300$ m, jsou na obr. 85 uvedeny závislosti h_m na vzdálenosti od vysílače pro různé TV kanály. Z obr. 85 je patrné, že čím dále jsme od vysílače, tím výš bude první maximum síly pole v místě příjmu. Nejvýše je maximum prvního kanálu.

Je známo, že vlny odražené od prostoro-rových předmětů vyvolávají na obrazovce „duchy“. Avšak vlny odražené od zemského povrchu nemohou být příčinou vzniku „duchů“, protože doba šíření těchto vln se jen velmi málo liší od doby šíření přímého signálu. Proto bychom dosáhli nejlepší jakosti obrazu, je vhodné přijímací anténu, pokud je to možné, umístit do bodu maxima pole. Např. zvednutím antény z výšky 3 m až 4 m do výšky 10 m se zvětší síla pole dvakrát. Pro ilustraci je na obr. 86 ukázáno, jak se v místě vzdáleném 60 km od vysílače s anténou ve výšce 325 m zvětšuje síla pole se zvyšováním přijímací antény. Umístění antény pro UHF v bodě maxima je často možné a bývá i nutné. I když TV přijímač i anténa jsou dobré a vysílací anténa je vidět pouhým okem, může být příjem špatný. Obvykle se ukáže, že anténa je umístěna v minimu pole. Pak často stačí zvednout anténu o 0,5 až 1 m, a příjem se podstatně zlepší.

Velmi výhodné jsou podmínky příjmu v travnatém terénu. Takový terén, pokrytý křovinami a řídké stromy, rovněž odráží vlny, ale podstatně méně než např. vodní hladina. Protože odražené vlny budou vždy „slabší“ než přímý signál, budou i méně výrazná maxima a minima. V tomto případě se síla pole zvětšuje až do okamžiku prvního maxima a zůstává neměnná až do výšek, v nichž se přijímací anténa dostává mimo směrový diagram vysílací antény.

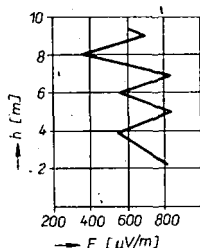
Bude-li v blízkosti přijímací antény (obr. 87a) jakákoliv překážka (kopec, budova), pak pro dosažení největšího signálu je nutno anténu umístit nad úroveň překážky a to do výšky h_1 , kterou určíme z rovnice:

$$h_1 = \sqrt{\frac{r\lambda}{3}}$$

kde r je vzdálenost antény od překážky a λ střední vlnová délka kanálu.

Tak např. při $r = 100$ m a $\lambda = 3$ m (pátý kanál) dostaneme $h_1 = 10$ m. Umístit anténu výše nepřináší žádný užitek. Naopak jejím umístěním až do výšky překážky se může síla pole zmenšit dva až třikrát. Při dalším zmenšování výšky antény síla pole se prudce zmenšuje, a to tím rychleji, čím kratší je vlnová délka signálu. Protože často na jednom stožáru je upevněno několik antén pro příjem různých kanálů, je nutné, aby nejvýše byla na stožáru anténa s nejvyšším pracovním kmitočtem.

Se zvyšujícím se kmitočtem při horizontální, ale i vertikální polarizaci signálu se zvětšuje útlum signálu vlivem blízkosti lesa. Na kmitočtech 5. až 12. kanálu je možné les považovat za polopropustné a na decimetrových vlnách za nepropustné zrcadlo. Vliv jednotlivých blízkých stromů je nepatrný.



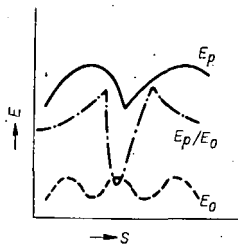
Obr. 88. Rozložení maxim pro 12. kanál

Změnu síly pole v lese a v jeho blízkosti lze vysvětlit interferencemi vln, odražených od kmenů a větví stromů. Charakter rozložení maxim pole pro 12. kanál během jednoho pokusu je v obr. 88. Maxima pole se mění tím častěji, čím je kratší vlnová délka.

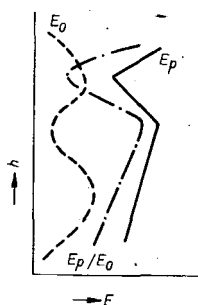
Vlny odražené od blízkých stromů stejně jako vlny odražené od země nevyvolávají vznik „duchů“. „Duchy“ vznikají v důsledku příjmu přímých a odražených signálů od „místních předmětů“ (hor, elektrovedné sítě apod.), které se nacházejí za nebo před přijímací anténou poněkud stranou od směru hlavního příjmu, ve vzdálenosti 50 až 2000 m od přijímací antény. Je známo, že nejlepší ochranou proti „duchům“ je umístit anténu v místě maxima užitečného signálu. Místo pro anténu je nejlepší vybrat pokusně a obraz sledovat na televizoru (během vysílání zkušebního obrazce).

Velmi složité podmínky příjmu jsou v současných velkoměstech. Velkoměsto představuje pro metrové a decimetrové vlny chaotické nahromadění „zrcadel“ a „stínů“; jsou to zejména kamenné a železobetonové budovy, mosty, tovární komíny a jiné objekty. Při šíření vln pak vznikají „stíny“ a stojaté vlny, rozmístěné v prostoru podle zákonů náhody. Na obr. 89 je příklad šíření užitečného signálu E_p , odraženého signálu E_o a jejich poměr E_p/E_o v daném místě při umístění antény kolmo na směr vysílání. Tyto změny napětí

vznikají obvykle při vertikální polarizaci vln a při velkých objektech v blízkosti přijímací antény. Je-li polarizace vln horizontální, pak největší změny napětí vznikají při změně výšky antény (obr. 90).



Obr. 89. Poměr užitečného a odraženého signálu



Obr. 90. Změny napětí při horizontální polarizaci

Změny úrovně signálu při zmenšení výšky přijímací antény a jejího nasměrování na vysílač se projeví tehdy, bude-li za přijímací anténou vysoká budova. V tomto případě je vzdálenost mezi nejbližšími maximy napětí pole rovna $\lambda/2$. Nemáme-li možnost zvýšit anténu, pak je možné zkusit ji přenést od jednoho kraje střechy ke druhému. Přijatelné podmínky často dostaneme při umístění antény na kraji střechy, který je blíže k vysílači, a při relativní malé výšce (0,5 až 1λ) nad střechou.

Užitečný signál může být také malý v důsledku malých vzdáleností mezi sousedními anténami, umístěnými na jednom stožáru. Tato vzdálenost nemá být menší než 1,2 m. Vzdálenost antény od síťového rozvodu, vodičů rozhlasu po drátě apod. má být minimálně 1 m. Ve městech, zejména v blízkosti vysílačů, odražené signály mají intenzitu, že může vzniknout zkreslení signálů v pásmu kmitočtů jednoho kanálu, přičemž některé složky spektra budou zdůrazněny a jiné potlačeny. Tato zkreslení se projeví zmenšením rozlišovací schopnosti obrazu a narušením přenosu polotónů. Na obraze se objeví bílé chvosty za černými vertikálními čarami a narušuje se synchronizace. Při zhoršených podmínkách příjmu je lépe místo širokopásmové antény použít anténu pro příslušný kanál. Tak při jednom pokusu bylo dosaženo nejlepší jakosti obrazu v třetím kanále, byla-li anténa 4 m nad střechou, a v devátém kanále, když byla 6 m nad střechou. Nejlepší je ovšem při špatném příjmu použít složitější směrové antény.

Odrůšení rozhlasového příjmu

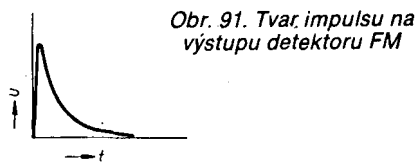
Rozhlasové přijímače a to jak stabilní (v domácnostech), tak mobilní (v autě) pracují často v různých prostředích, čímž se mění vlastnosti vln pole, v němž se nacházejí. Při jízdě autem se mění nejen

intenzita žádaného signálu v závislosti na krajině, vzdálenosti od vysílače či zastavených plochách, ale mění se také intenzita rušivých polí produkovaných zdroji rušení, přičemž rušení zkresluje a v krajních případech i znemožní příjem. Pokud je rozhlasový přijímač umístěn stabilně, například v domácnostech, je situace velmi podobná. Rozhlasový příjem může být rušen podobnými rušivými zdroji jako při jízdě autem. Tento typ rušení je totiž v podstatě výsledkem zakmitávání v elektrických obvodech, u nichž dochází k prudkým změnám proudu a napětí. Jsou to například různé vypínače, přerušovače, svářecí agregáty, jiskřiště apod. V některých případech je možné rušení potlačit na přijatelnou míru vhodnými odrušovacími prostředky. Ovšem některé zdroje rušení, jako např. trolejové vedení elektrické trakce hromadné dopravy nebo vedení vysokého napětí jsou zdrojem rušení, které se odstraňuje velmi nesnadno a přitom působí i do poměrně velkých vzdáleností [1].

Na druhé straně je všeobecně známo, že například v domácnostech jsou hlavními zdroji rušení přístroje, které lze poměrně snadno odrušit (vysavače, mixéry, holicí strojky apod.). Pokud nás bude rušit náš vlastní vůz, jistě každý udělá maximum pro to, aby bylo rušení potlačeno na přijatelnou míru. Ovšem, co s rušícími zdroji v domácnostech? Majitelé rušících spotřebičů velmi často ani sami nevědí, že jejich spotřebič je zdrojem rušení. Je to pochopitelné, neboť kdo právě používá například vysavač, nebude asi poslouchat stereofonní pořad. Je proto vhodné, aby rozhlasový přijímač byl vybaven obvodem, který automaticky potlačuje rušivé impulsy. Tyto impulsy jsou většinou velmi úzké (jehlovité) a proto jejich kmitočtové spektrum zasahuje i do pásma příjmu vysílačů VKV. Zatímco potlačení rušivých signálů při příjmu signálů AM není zatím úplně vyřešeno, při odrušování signálů FM se dosáhlo velmi uspokojivých výsledků. Dokonce jsou komerčně vyráběny integrované obvody pro automatické potlačení poruch v pásmu VKV. Zde je nutné připomenout, že někdy i dokonale odrušení motorového vozidla nemusí vést vždy k uspokojivým výsledkům, pokud se jedná o příjem v pásmu VKV. Veliká šířka pásma v případě VKV příjmu totiž velmi znesnadňuje účinné odrušení. V současné době již výrobci produkují autorádia s vestavěným obvodem pro automatické potlačení poruch, a to jak v integrovaném provedení, tak v provedení s diskretními součástkami.

Obvod pro automatické potlačení poruch je tedy velmi vitaným doplňkem přijímačů VKV-FM, a to jak stabilně umístěných, tak mobilních. V další části je uveden rozbor funkce obvodu pro automatické potlačení poruch a stavební návod na jednoduchý obvod pro automatické potlačení poruch s diskretními součástkami.

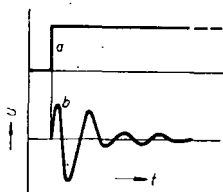
Princip funkce obvodu pro automatické potlačení poruch je ve své podstatě velmi jednoduchý. V časovém okamžiku, v němž vznikl rušící impuls, se přeruší přenosová cesta pro žádaný signál (řec, hudební program apod.). Přenosová cesta se obnoví až po ukončení rušícího impulsu. Vzniká otázka, zda přerušení přenosové cesty nebude působit rušivě na žádaný signál. Skutečně rušící impulsy mají však ve většině případů velkou amplitudu a jsou velmi úzké (řádu jednotek μs), proto přerušení signálové cesty na tak krátkou dobu nelze vůbec pozorovat. Rušící impulsy jsou většinou dokonce tak krátké, že díky reálné šířce pásma mří zesilovače se rozšíří. Tvar velmi krátkého



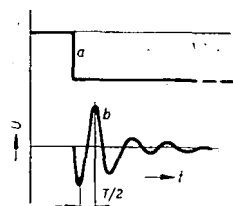
Obr. 91. Tvar impulsu na výstupu detektoru FM

impulsu na výstupu detektoru má zesilovač má potom tvar podle obr. 91. Při poloviční šířce pásma má zesilovač 100 kHz je doba „doznívání“ impulsu asi 3 μ s [2]. To znamená, že rušící impuls může mít po průchodu má zesilovačem minimální šířku asi 3 μ s; jeho šířka je ovšem velmi závislá nejen na šířce pásma má zesilovače, ale také na jeho selektivitě. Co je ovšem nejdůležitější, je uvědomit si, že rušící impuls na výstupu detektoru má strmou vzestupnou hranu, zatímco sestupná hrana je relativně povlnná.

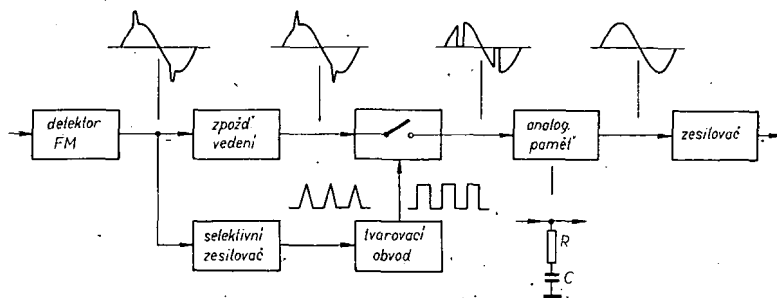
Jak bylo již řečeno, je nutné při výskytu rušícího impulsu přerušit přenosovou cestu pro žádaný signál. K tomuto účelu je možno jednoduše využít např. tranzistoru ve funkci spínače; odkud však vzít řídicí impulsy pro spínač? U přijímače FM je možné tento problém vyřešit velmi elegantně. V zásadě jde o to oddělit rušící signály od žádaného signálu a po náležité úpravě je použít jako řídicí impulsy pro elektronický klíč. Vzhledem k základním vlastnostem kmitočtové modulace je nutné volit šířku pásma má zesilovače značně větší, než je přenášené akustické pásmo, pak může má zesilovač přenést signály, byť zkreslené, i s vyšším kmitočtem, než jaký má žádaný signál (max. 53 kHz v případě stereofonního signálu). Přivedeme-li proto výstupní signál z kmitočtového detektoru (bez zapojeného obvodu deemfáze) na vstup rezonančního obvodu, který je naladěný např. na 100 kHz, tak bude sice žádaný signál potlačen, ale strhá čela rušících impulsů vybudí vlastní kmitů rezonančního obvodu. Tyto kmitů mohou spouštět např. monostabilní klopný obvod, jehož výstupní impulsy řídí funkci klíčovacího tranzistoru. A zde se dostáváme k dalšímu problému. Předpokládáme, že máme k dispozici monostabilní klopný obvod, který je uveden do funkce vzestupnou hranou vstupního impulsu. Dále předpokládáme, že rezonanční obvod je vybuděn rušícím impulsem, jehož čelo má vzestupný charakter. Napětí, vzniklé na rezonančním obvodu, má potom charakter tlumených oscilací (obr. 92). Exponenciální pokles amplitudy těchto oscilací je určen tlumením rezonančního obvodu.



Obr. 92. Průběh napětí na rezonančním obvodu, který je vybuděn impulsem, jehož čelo má vzestupný charakter



Obr. 93. Totéž jako na obr. 92, pouze čelo má sestupný charakter



Obr. 94. Blokové zapojení obvodů pro automatické potlačení poruch

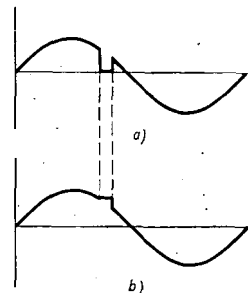
Napětí na obvodu se velmi rychle zvětší směrem ke kladným velikostem a potom začíná tlumeně oscilovat s periodou určenou konstantou LC obvodu. To znamená, že monostabilní klopný obvod je uveden v činnost téměř okamžitě po čele rušícího impulsu a klíčovací tranzistor tak téměř dokonale vyklíčuje rušící impulsy. Situace se ovšem velmi mění, bude-li mít čelo rušícího impulsu sestupný charakter. Podobně jako v předešlém případě bude mít napětí na rezonančním obvodu charakter tlumených oscilací, napětí na obvodě se také velmi rychle zvětší, ale směrem k záporným velikostem (obr. 93). To znamená, že monostabilní klopný obvod, který je citlivý na vzestupnou hranu impulsu, může být uveden v činnost nejdříve po čtvrtperiodě vlastních kmitů rezonančního obvodu (po průchodu napětí nulou směrem ke kladným velikostem), v nehorším případě až po půlperiodě, tj. v prvním kladném maximu vybuděných kmitů. Pokud je například rezonanční obvod naladěný na 100 kHz, potom monostabilní klopný obvod bude uveden do funkce až po 2,5 až 5 μ s. Toto zpoždění může velmi nepříznivě ovlivnit funkci celého obvodu pro automatické potlačení poruch. V nepříznivém případě se může stát, že klíčovací tranzistor je uveden v činnost až po skončení rušícího impulsu, jehož délka je přibližně stejná jako uvedeného zpoždění. Lepší by tedy bylo, kdyby byl rezonanční obvod naladěný na vyšší kmitočet, například 180 kHz. Pak se ovšem vyskytnou jiné problémy: nemá-li např. má zesilovač dostatečnou selektivitu, může obvod pro automatické potlačení poruch vlivem zážněžů mezi sousedními stanicemi zhoršovat příjem. Dále, budeme-li zvyšovat rezonanční kmitočet obvodu, tak rušící impulsy budou muset mít velmi strmé čelo, aby kmitů obvodu měly dostatečnou amplitudu. To je splněno např. v autě, pokud rušení pochází od zapalovacího systému. Rušení např. od kolektorových motorů nemá rušící impulsy tak ostré. Přesto, pokud bychom přešli tyto problémy, které jsou spojeny s naladěním obvodu na kmitočet 180 kHz, tak zpoždění se sice zmenší, ale neodstraní; je ho tedy nutné respektovat. Je pochopitelné, že zpoždění řídicího impulsu pro spínací tranzistor nelze odstranit. Jediné řešení uvedeného problému spočívá v tom, že se žádaný signál (i s rušícími impulsy) zpozdí o stejný čas, o jaký je zpožděn řídicí impuls, tj. o 2,5 až 5 μ s.

Konečně se tedy dostáváme k tomu, abychom si nakreslili blokové zapojení obvodu pro automatické potlačení poruch (obr. 94). Výstupní signál z kmitočtového detektoru se rozvětví do dvou kanálů. V prvním se selektivním obvodem naladěným na kmitočet 100 až 180 kHz potlačuje žádaný signál a naopak se zdůrazňují rušivé impulsy, které vybudí v každém obvodu tlumené oscilace. Následuje zesilovač, popřípadě tvarovací obvod, z něhož je signál přiveden na vstup mo-

nostabilního klopného obvodu. Na výstupu tohoto obvodu je impuls s definovanou šířkou, který ovládá elektronický klíč. Šířka impulsu se většinou volí asi 30 až 50 μ s. Respektuje se tak doznívání tlumených oscilací v laděném obvodu. Laděný obvod musí být dostatečně tlumen, aby se po 30 až 50 μ s zmenšila amplituda tlumených oscilací natolik, aby monostabilní klopný obvod nemohl být opět uveden v činnost.

Ve druhém z přenosových kanálů je žádaný signál (i s rušícími impulsy) přiveden na vstup zpožďovacího vedení, v němž bude signál zpožděn asi o 5 μ s. Ze zpožďovacího vedení je signál přiveden na vstup elektronického klíče. Tento klíč je stále otevřen, teprve při výskytu rušícího signálu se zavírá na dobu 30 až 50 μ s. Za elektronickým klíčem následuje analogová paměť, která je realizována článkem RC. Bez této paměti by byl při uzavření elektronického klíče signál ostře „vyseknut“ (obr. 95a). Paměť uchovává během uzavření elektronického klíče poslední úroveň žádaného signálu, která by byla na vstupu klíče těsně před jeho uzavřením. Výsledkem je, že na signálu se objeví pouze malý „schůdek“ (obr. 95b). Z analogové paměti přichází signál na oddělovací zesilovač, na jehož výstupu je obvyklý obvod deemfáze.

Pokud obvod automatického potlačení poruch má být použit i pro nezkraslený přenos stereofonního signálu, je nutné dodržet několik zásad. Předně je nutné, aby zpožďovací vedení přeneslo multiplexní signál s minimálním amplitudovým i fázovým zkreslením. Zpožďovací vedení je vždy realizováno jako dolní propust. Z hlediska přenosu multiplexního signálu je nutné, aby mezní kmitočet této propusti byl minimálně 70 kHz. Pokud možno maximálně konstantní skupinové zpoždění uvnitř přenášeného pásma je zde samozřejmou podmínkou pro nezkraslený přenos multiplexního signálu. Dalším problémem, který vzniká při přenosu multiplexního signálu je, že během přerušení pře-



Obr. 95. Průběh napětí na výstupu elektronického klíče bez analogové paměti (a) a s analogovou pamětí (b)

nosové cesty pro žádaný signál je přerušen i pilotní signál. Toto přerušení by mohlo vážně ohrozit činnost stereofonního dekodéru a tudíž i jakost stereofonního pořadu. Problém s přerušením pilotního signálu během přerušení přenosové cesty se při praktické realizaci řeší například tak, že se do série s pamětovým kondenzátorem C (obr. 94) zapojí rezonanční obvod, který je naladěný na kmitočet pilotního signálu, tj. na 19 kHz. Tento laděný obvod je během otevření elektronického klíče stále buzen pilotním signálem obsaženým v multiplexním signálu. Bude-li multiplexní signál přerušen, laděný obvod bude dokmitávat na kmitočtu pilotního signálu, takže správná činnost stereofonního dekodéru nebude ohrožena. Můžeme tedy považovat uvedený laděný obvod za jakousi paměť, která zachovává přesný kmitočet a správnou fázi pilotního signálu i při přerušení multiplexního signálu. Navíc laděný obvod působí jako šumový filtr pro pilotní signál, je-li elektronický klíč sepnutý. Zlepšuje se tak kvalita stereofonního příjmu, má-li přijímaná stanice mírný šum nebo je-li rušena zázněm ze sousedního kanálu.

Obvod pro automatické potlačení poruch – stavební návod

Popis funkce

Základem pro dále uvedený stavební návod byly práce [2] až [4]. Tyto práce se však pouze zabývaly obvody pro automatické potlačení poruch v autě (rušení od zapalovacího systému). Vzhledem k tomu, že je žádoucí, aby uvažovaný obvod pracoval s velkou účinností i u přijímačů v domácnostech, tak byly při realizaci změněny některé dosud používané funkční principy. Funkce dále popisovaného přístroje je shodná s předchozím výkladem. Cestu signálu můžeme sledovat na zapojení přístroje (obr. 96). Signál z kmitočtového detektoru (bez deefáze) je přiveden přes oddělovací kondenzátor C₁ na bázi T₁. Tento tranzistor má dvě funkce: pracuje jednak jako emitorový sledovač pro žádaný signál, který může obsahovat rušivé impulsy, jednak odděluje rušivé impulsy. V kolektoru T₁ je totiž zapojen laděný obvod L₁, C₁₀, který je vybuzen strmými náběžnými hranami rušících impulsů, takže začne tlumit oscilovat na kmitočtu 100 kHz. V tranzistoru T₁ se tedy vlastně dělí signál do dvou kanálů, v jednom se přenáší oddělené a upravené rušivé impulsy a ve druhém žádaný signál i s rušícími impulsy.

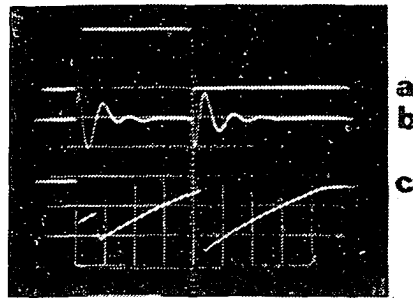
Laděný obvod je zatlučen rezistorem R₁₄. Obvodem je tlumen proto, aby se dostatečně rychle zmenšila amplituda tlumených oscilací. Pokud by tomu tak nebylo, potom by jeden rušící impuls uvedl několikrát v činnost obvod, který přerušuje během rušícího impulsu přenosovou cestu pro žádaný signál. Tlumené kmitý jsou potom zesíleny tranzistorem T₂. Signál z kolektoru T₂ je dále převeden přes C₁₅ na bázi T₃, která nemá předpětí (proto je T₃ stále uzavřena); T₃ se otevře s příchodem kladné špičky tlumených oscilací. V obvodu báze T₃ je zapojen i amplitudový detektor s diodami D₁ a D₂, který vytváří vhodné záporné předpětí pro T₃. (Usměrují se záporné špičky tlumených oscilací i rušivý signál, který je obsažen v tlumených oscilacích – nedostatečná filtrace žádaného signálu, šum v signálu.)

Záporné předpětí automaticky zajišťuje, že se T₃ otevře právě jen při kladných špičkách tlumených kmitů. Ke kolektoru T₃ je přes R₂₂ připojena báze spínacího tranzistoru T₅ (elektronický klíč). Pokud je T₃ uzavřena, teče rezistory R₂₁ a R₂₂ malý proud, který se uzavírá přes přechod báze-kolektor T₃ a R₇. Tranzistor T₅ bude v tomto případě rovněž otevřen a žádaný signál bude procházet přes oddělovací zesilovač s tranzistorem T₆ na výstup přístroje. Na kolektoru T₃ bude napětí asi 9 V, na které se nabije C₁₇. Pokud se v žádaném signálu objeví rušivé impulsy, budou kladné špičky tlumených oscilací otevírat T₃. Při otevření T₃ se napětí na jeho kolektoru zmenší prudce k nule a uzavře se T₅. Přerušuje se tak přenosová cesta pro žádaný signál. Rušící impuls bude tedy potlačen. Kondenzátor C₁₇ se potom nabije přes R₂₁ kladným napětím. Po jisté době, určené časovou konstantou R₂₁, C₁₇, se C₁₇ nabije na úroveň, která je potřebná k otevření T₅. Jakmile se tento tranzistor otevře, žádaný signál se opět přenáší na výstup. Doba, po níž je T₅ uzavřen, je asi 40 μs. Tranzistor T₅ pracuje v inverzním zapojení, neboť inverzně zapojený tranzistor (tj. je prohozena funkce kolektoru a emitoru) má vlastnosti, které se blíží ideálnímu spínacímu prvku.

Aby byly rušící impulsy spolehlivě potlačeny, je nutné zařadit do cesty žádaného signálu zpoždovací vedení. Toto vedení je realizováno součástkami R₅, L₂, R₆, L₃, C₅, C₄ a obvodem R₄, C₃. Se součástkami, které jsou na obr. 96, je dosaženo doby zpoždění asi 5 μs. Zpožděný signál je pak přiveden přes emitorový sledovač s tranzistorem T₄ na výstup T₅. Za T₅ je pamětový obvod s R₈, C₆. Žádaný signál, zbavený rušících impulsů, je pak přiveden přes R₉ a C₇ na bázi T₆. Rezistor R₉ pomáhá dosáhnout dostatečně velkého

vstupního odporu zesilovacího stupně s T₆. Velký vstupní odpor zajišťuje správnou funkci pamětového obvodu. Samotný zesilovací stupeň zesiluje asi 4×, jeho zesílení kompenzuje úbytek žádaného signálu během přenosové cesty, takže celkové zesílení přístroje je jedna (tj. 0 dB). Na výstupu zesilovacího stupně je zapojen obvod deefáze s R₁₁, R₁₂ a C₉.

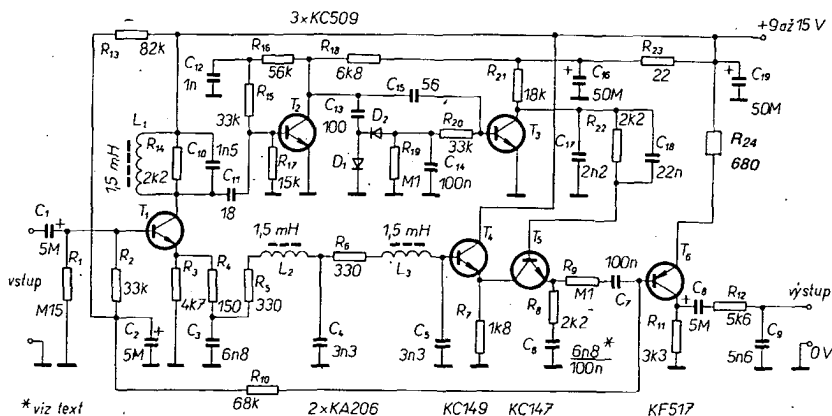
Pro lepší pochopení funkce přístroje poslouží fotografie průběhů v různých uzlech realizovaného přístroje. Přivedeme-li na vstup přístroje pravouhlý impuls s amplitudou asi 400 mV (mezivrcholová hodnota) a šířkou 40 μs (obr. 97a), bude



Obr. 97. Průběh napětí na vstupu (0,2 V/d, 10 μs/d) – a, na kolektoru T₂ (2 V/d, 10 μs/d) – b, na kolektoru T₃ (2 V/d, 10 μs/d) – c

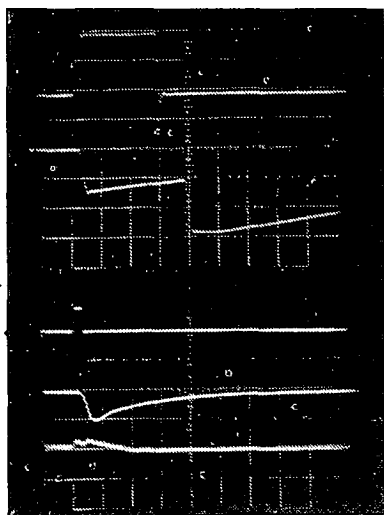
na kolektoru T₂ průběh podle obr. 97b. Rušící impulsy mají šířku asi 3 až 10 μs. Šířka impulsu 40 μs byla zvolena pouze z demonstračních důvodů, neboť při takto širokém impulsu je dobře vidět doznívání tlumených kmitů (obr. 97b). Na obr. 97c je průběh na kolektoru T₃. Z obrázku je vidět, že náběžná hrana vstupního impulsu vyvolá strmý napětový skok na kolektoru T₂ s následujícími tlumenými kmity. Kladný napětový skok na kolektoru T₂ téměř okamžitě otevře T₃ a zavře T₅ (tj. přerušuje přenosovou cestu pro žádaný signál). Krátkodobé otevření T₃ nastává ovšem úplně vybit kondenzátoru C₁₇, ale úbytek napětí na T₃ stačí uzavřít T₅. Dále se kondenzátor nabije až do okamžiku, kdy tlumené kmity procházejí druhým kladným maximem. Opět se otevře T₃ a přerušuje se i přenosová cesta. Jak je z obr. 97 vidět, další kladná maxima již nemají dostatečnou amplitudu k tomu, aby se otevřela T₃. Následuje pozvolné nabíjení C₁₇ až do okamžiku, kdy se objeví sestupná hrana impulsu a strmý záporný napětový skok s následujícími tlumenými kmity. T₃ se otevře až při prvním kladném maximu tlumených kmitů (většinou o něco dříve). Z obr. 97c vidíme, že se T₃ otevře asi až po 3 μs po skončení sestupné hrany vstupního impulsu. Toto zpoždění je důvodem k zařazení zpoždovacího vedení.

Obraťme nyní pozornost k obr. 98: na vstup byl přiveden impuls se šířkou asi 6 μs (obr. 98a, šířka odpovídá reálnému rušícímu impulsu). Na obr. 98b je odezva na kolektoru T₃. Zpoždění v odezvě na sestupnou hranu vstupního impulsu je v tom případě asi 2 μs. Na obr. 98c je vstupní impuls v jiném časovém měřítku; na obr. 98a, 98b je 2 μs/dílek, na obr. 98c až 98e je 20 μs/dílek. Na obr. 98d je průběh rušícího impulsu na výstupu přístroje, je-li vyřazen z činnosti (zkratovaný obvod L₁, C₁₀). Na obr. 98e je výstupní signál při přístroji v činnosti. Ihned vidíme, že zbytkový signál je zeslaben asi 50×. Nepatrné schody nevznikají přímým působením vstupního impulsu, ale nepatrným pronikáním záporného napětového skoku na bázi T₅ při jeho uzavírání, tj. při vstupu a sestupné hraně vstupního impulsu.

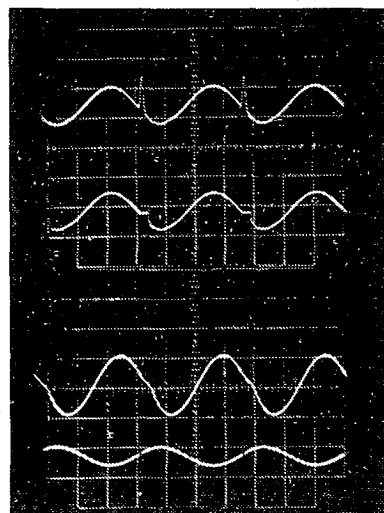


Obr. 96. Zapojení obvodu pro automatické potlačení poruch

Dále jsou na obr. 99 průběhy v případě, obsahuje-li žádaný signál, simulovaný si-



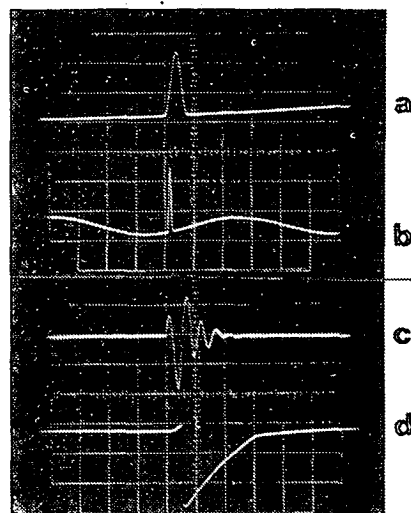
Obr. 98. Průběh napětí na vstupu ($0,2 \text{ V/d}$, $2 \mu\text{s/d}$) – a, na kolektoru T_3 (2 V/d , $2 \mu\text{s/d}$) – b, na vstupu ($0,5 \text{ V/d}$, $20 \mu\text{s/d}$) – c, na výstupu, je-li přístroj vyřazen z funkce ($0,2 \text{ V/d}$, $20 \mu\text{s/d}$) – d, na výstupu, je-li přístroj ve funkci ($0,02 \text{ V/d}$, $20 \mu\text{s/d}$) – e



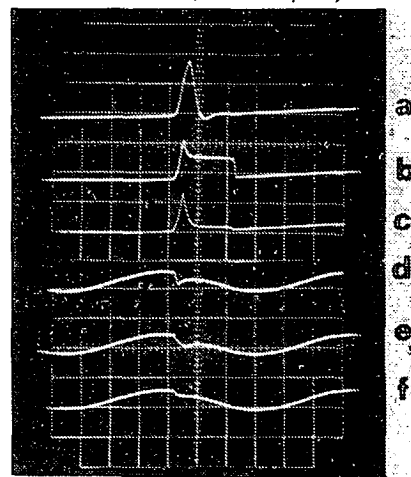
Obr. 99. Průběh napětí na emitoru T_5 , je-li přístroj vyřazen z funkce ($0,2 \text{ V/d}$, $200 \mu\text{s/d}$) – a, je-li přístroj ve funkci (stejná měřítka) – b, na výstupu ($0,1 \text{ V/d}$, $200 \mu\text{s/d}$) – c, na vstupu ($0,5 \text{ V/d}$, $200 \mu\text{s/d}$) – d

nusovým signálem, rušivý impuls (obr. 99d). Na obr. 99a je průběh na emitoru T_5 při zkratovaném obvodu L_1 , C_{10} (tedy s vyřazenou funkcí). Na obr. 99b je průběh, je-li přístroj ve funkci. Konečně na obr. 99c je průběh žádaného signálu na výstupu. Jak je vidět, je rušivý impuls potlačen velmi účinně.

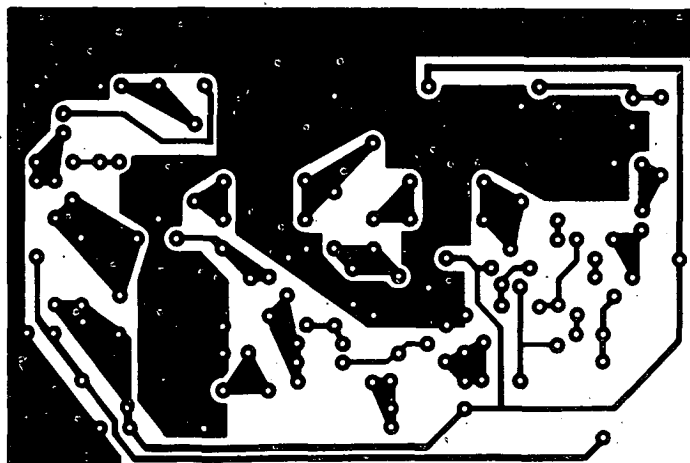
Přístroj, tak jak jsme si ho zatím popsali, je vhodný pro použití zejména v motorových vozidlech, neboť tam jsou rušící impulsy velmi strmé a úzké (jehlovité). Přístroj v tomto provedení byl také prakticky vyzkoušen v domácích podmínkách. Bylo zjištěno, že potlačení poruch je téměř nulové, dokonce v nepříznivých případech byly poruchy i zdůrazněny, neboť ve většině případů rušivé impulsy vznikají činností kolektorových motorů (vysavače, holicí strojky, mixéry, vrtačky atd.), nejsou tak strmé a navíc se vyskytují většinou v sériích. Úprava přístroje je však jednoduchá – zvětší se kapacity kondenzátoru C_6 z $6,8 \text{ nF}$ na 100 nF . Proč tomu tak musí být, můžeme vysledovat z obr. 100 a 101. Vstupní impuls, který simuluje rušivý impuls, byl v tomto případě zvolen ve tvaru trojúhelníku (obr. 100a, b). Na obr. 100c je odezva na kolektoru T_2 a na obr. 100d průběh napětí na kolektoru T_3 . Z obr. 100d je vidět, že málo strmá vstupní hrana vstupního impulsu nevybudí první kladné maximum tlumených kmitů na úroveň, která je nutná k zavření T_5 ; T_5 se zavře až při druhém kladném maximum, které má přibližně dvojnásobnou velikost oproti prvnímu. Tranzistor T_5 se tedy uzavře se zpožděním asi $10 \mu\text{s}$ po začátku vstupního impulsu, zpoždění zpoždovacího vedení je v tomto případě nedostatečné, tranzistor se zavře až když rušící impuls částečně pronikl do pamětového obvodu. Uzavře-li se tedy nyní T_5 , tak po dobu jeho uzavření bude na pamětovém kondenzátoru úroveň, která odpovídá asi poloviční amplitudě rušícího impulsu; tato úroveň bude zachována po dobu $40 \mu\text{s}$ a výsledný rušivý impuls bude působit mnohem „rušivěji“ než původní impuls. Dobře to můžeme vidět na obr. 101. Na obr. 101a je tvar rušivého impulsu na emitoru T_5 , je-li přístroj vyřazen z činnosti (zkratovaný obvod L_1 , C_{10}). Impuls se rozšiřuje vlivem působení zpoždovacího vedení. Na obr. 101b je průběh v případě, je-li přístroj v činnosti. Tento průběh obdržíme, má-li C_6 kapacitu $6,8 \text{ nF}$. Na obr. 101c je průběh, který byl získán při $C_6 = 100 \text{ nF}$ (výrazné zlepšení). Na obr. 101 jsou dále analogické průběhy na výstupu přístroje. Na obr. 101d je průběh,



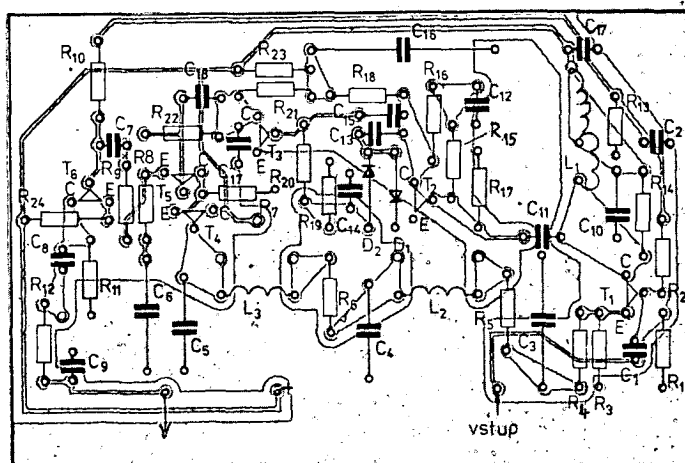
Obr. 100. Průběh napětí na vstupu ($0,5 \text{ V/d}$, $10 \mu\text{s/d}$) – a, na vstupu ($0,5 \text{ V/d}$, $100 \mu\text{s/d}$) – b, na kolektoru T_2 (1 V/d , $20 \mu\text{s/d}$) – c, na kolektoru T_3 (2 V/d , $20 \mu\text{s/d}$) – d

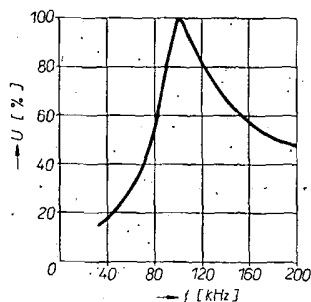


Obr. 101. Průběh napětí rušivého impulsu na emitoru T_5 , je-li přístroj vyřazen z činnosti ($0,5 \text{ V/d}$, $20 \mu\text{s/d}$) – a, je-li přístroj v činnosti při $C_6 = 6,8 \text{ nF}$ (stejná měřítka) – b, je-li přístroj v činnosti při $C_6 = 100 \text{ nF}$ (stejná měřítka) – c, průběh napětí na výstupu, je-li přístroj vyřazen z činnosti ($0,5 \text{ V/d}$, $100 \mu\text{s/d}$) – d, je-li přístroj v činnosti při $C_6 = 6,8 \text{ nF}$ (stejná měřítka) – e, totéž pro $C_6 = 100 \text{ nF}$ (stejná měřítka) – f



Obr. 102. Deska s plošnými spoji R210 a rozložení součástek obvodu automatického potlačení poruch



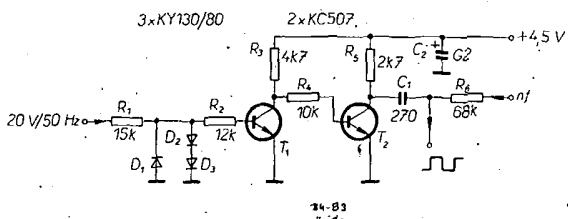


Obr. 103. Kmitočtová charakteristika laděného obvodu L_1, C_{10}

je-li přístroj vyřazen z činnosti, na obr. 101e průběh na výstupu, je-li přístroj v činnosti a má-li C_6 kapacitu 6,8 nF, na obr. 101f průběh na výstupu, je-li přístroj v činnosti a je-li $C_6 = 100$ nF. Z obrázku ihned vidíme, že je rušivý impuls při $C_6 = 100$ nF velmi účinně potlačen.

Stavba přístroje

Vlastní stavba je velmi nenáročná. Veškeré elektrické součástky jsou umístěny na desce s plošnými spoji (obr. 102). Snad lze uvést jen několik poznámek k použitým cívкам. Všechny tři mají stejnou indukčnost, $L = 1,5$ mH. Cívky jsou navi-



Obr. 104. Zapojení pomocného obvodu k ověřování činnosti zařízení pro automatické potlačování poruch

nuty v hrníčkových jádrech o $\varnothing 14$ mm drátem o $\varnothing 0,15$ mm CuL.

Vzhledem k tomu, že při amatérské stavbě nebudeme ve většině případů znát permeabilitu jádra, není uveden počet závitů, ale pouze požadovaná indukčnost. Počet závitů je nejlépe určit zkusmo.

Oživení přístroje

Po připojení přístroje k napájecímu zdroji 12 V změříme odebraný proud. Správná velikost je 8,8 mA. Dále překontrolujeme podle tab. 11 napětí na elektrodách tranzistorů. Kdo má k dispozici tónový generátor, může překontrolovat kmitočtovou charakteristiku laděného obvodu L_1, C_{10} (obr. 103). Při snímání charakteristiky přivádíme napětí z generátoru (500 mV) na vstup přístroje a měříme napětí na L_1, C_{10} . Podobně můžeme překontrolovat kmitočtový průběh zpožďovacího vedení. V tomto případě budeme měřit napětí na emitoru T_4 . Kmitočtová charakteristika je přibližně rovná až do kmitočtu asi 50 kHz, na kmitočtu 70 kHz je pokles o 3 dB a na kmitočtu 90 kHz o 6 dB.

Základní technické údaje jsou:

Napájecí napětí: 9 až 15 V,
napájecí proud: 8,8 mA,
vstupní odpor: 20 k Ω ,
výstupní odpor: 5 k Ω ,
potlačení rušících signálů: min. 20 dB,
 zesílení: 0 dB,
osazení polovodičovými prvky: 3 \times KC509, KC147, KC149, KF517, 2 \times KA206,
rozměry: 90 \times 60 mm.

Tab. 11. Napětí na elektrodách tranzistorů

Elektroda	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
Emitor	7,6 V	0	0	7,7 V	7,7 V	13,5 V
Báze	8,2 V	0,6 V	0	8,3 V	8,4 V	12,9 V
Kolektor	15 V	5,3 V	9 V	15 V	7,8 V	6,8 V

Ověřit činnost přístroje je poněkud složitější. Kdo má impulsní generátor a osciloskop, může ji ověřit takto: na vstup se přivedou impulsy s amplitudou 0,4 V (mezivrcholová hodnota), šířkou 10 μ s a opakovacím kmitočtem asi 200 Hz. Zkratujeme laděný obvod L_1, C_{10} a přechteme amplitudu impulsů na obrazovce osciloskopu, který připojíme na výstup přístroje. Odstraníme zkrat a opět přechteme amplitudu. Amplituda impulsů by se měla zmenšit asi 40 až 50krát vzhledem k původní velikosti. Můžeme postupovat i trochu jiným způsobem: na vstup přivedeme přes kondenzátor 270 pF signál pravoúhlým průběhem s amplitudou 2 až 3 V (mezivrcholová hodnota) a opakovacím kmitočtem 30 až 50 Hz. Další postup je shodný s předchozím případem. Tato varianta je výhodnější, neboť nevyžaduje impulsní generátor s regulovatelnou šířkou výstupních impulsů.

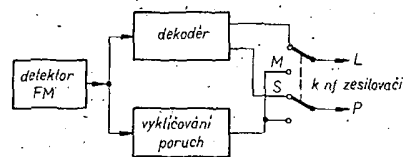
Konečně pro ty, kteří nemají k dispozici generátor: zhotovte si jednoduchý pomocný obvod (obr. 104). Obvod nahrazuje generátor pravoúhlých impulsů s opako-

stalaci však nesmíme zapomenout na několik důležitých věcí. Předně signál se na vstup přístroje přivádí z kmitočtového detektoru s odpojeným obvodem deemfáze. Přístroj je určen pouze k monofonnímu provozu, proto je vhodné ve stereo-fonním přijímači přepínat výstupy ze stereo-fonního dekodéru a výstup z obvodu pro automatické potlačení poruch podle obr. 105. Tento přepínač je možná i správnout s přepínačem MONO-STEREO. To znamená, že poruchy budou potlačeny pouze při monofonním provozu.

Při zapojení přístroje s autopřijímačem se zřejmě vyskytnou drobné problémy, neboť autopřijímače mají většinou velmi stěsnanou konstrukci. Obvod pro automatické potlačení poruch bude tedy asi nutné umístit vně přijímače, musíme ho pak umístit do vhodného stínícího krytu. Pokud nelze využít napáječe přijímače, je nutno zhotovit samostatný napájecí zdroj a umístit ho do společného stínícího krytu s obvodem pro automatické potlačení poruch. Všechny propojovací kabely musí být stíněné.

Těm, kteří si chtějí trochu zaexperimentovat, je možné doporučit dva směry. Jednak zkusit přeladit obvod L_1, C_{10} na kmitočet 180 kHz. V tomto případě se zmenší kapacita kondenzátoru C_{10} na 330 pF. Dále je možné vyzkoušet vhodnou kapacitu kondenzátoru C_6 (6,8 nebo 100 nF) – je ovšem nutné podotknout, že obvod L_1, C_{10} je laděn na 100 kHz a kapacita 100 nF se v praktickém provozu ukázala jako optimum.

Závěrem je možné konstatovat, že realizovaný obvod pro automatické potlačení poruch zcela splnil požadavky, které byly na něj kladeny – výrazně zlepšuje příjem silně rušených stanic na VKV.



Obr. 105. Blokové schéma pro aplikaci obvodu ve stereo-fonním přijímači

Seznam součástek

Rezistory TR 212

R_1	0,15 M Ω	R_{14}	2,2 k Ω
R_2	33 k Ω	R_{15}	33 k Ω
R_3	4,7 k Ω	R_{16}	56 k Ω
R_4	150 Ω	R_{17}	15 k Ω
R_5, R_6	330 Ω	R_{18}	6,8 k Ω
R_7	1,8 k Ω	R_{19}	100 k Ω
R_8	2,2 k Ω	R_{20}	33 k Ω
R_9	100 k Ω	R_{21}	18 k Ω
R_{10}	68 k Ω	R_{22}	2,2 k Ω
R_{11}	3,3 k Ω	R_{23}	22 Ω
R_{12}	5,6 k Ω	R_{24}	680 Ω
R_{13}	82 k Ω		

Kondenzátory

C_1, C_2	TE 004, 5 μ F
C_3	TGL 5155, 6,8 nF
C_4, C_5	TGL 5155, 3,3 nF
C_6	TK 782, viz text
C_7	TK 782, 100 nF
C_8	TE 004, 5 μ F
C_9	TGL 5155, 5,6 nF (deemfáze)
C_{10}	TGL 5155, 1,5 nF
C_{11}	TK 745, 18 pF
C_{12}	TK 782, 1 nF
C_{13}	TK 745, 100 pF
C_{14}	TK 782, 100 nF
C_{15}	TK 745, 56 pF
C_{16}	TE 984, 50 μ F
C_{17}	TK 782, 2,2 nF
C_{18}	TK 782, 22 nF
C_{19}	TE 004, 50 μ F

Cívky

$L_1 = L_2 = L_3 = 1,5$ mH, feritový hrneček, $\varnothing 14$ mm

Polovodičové prvky

T ₁ až T ₃	KC509	T ₆	KF517
T ₄	KC149	D ₁	KA206
T ₅	KC147	D ₂	KA206

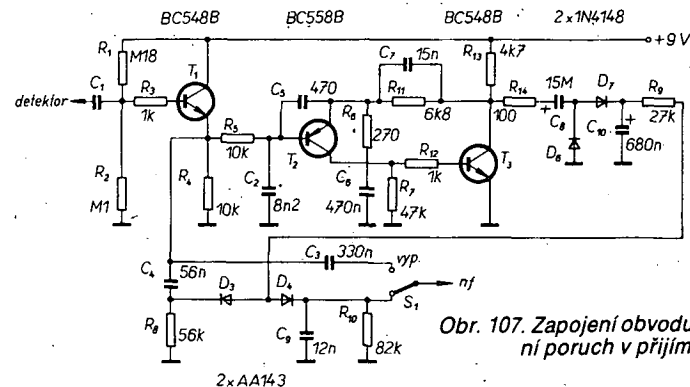
Integrované obvody pro automatické potlačení poruch

Velmi schůdná cesta k automatickému potlačení poruch v rozhlasových VKV-FM přijímačích vedla některé výrobce k vývoji a výrobě integrovaných obvodů, které značně zjednodušují realizaci automatického potlačení poruch [5]. Jedná se o obvody TDA1001 (Valvo) a TDA1068 (Telefunken), které umožňují ze žádaného nf signálu vyklíčovat rušivé impulsy. Zapojení s integrovaným obvodem TDA1001, které umožňuje vyklíčovat rušivé signály i z multiplexního signálu (zapojení je tedy určeno i ke stereofonnímu provozu) je na obr. 106.

Rušivé impulsy, které se objeví v nf signálu, jsou přes kondenzátor C₁ přivedeny na vstup emitorového sledovače (vývod 1). Na jeho výstupu (vývod 2) se signál rozdělí na větev nf signálu a větev rušivého signálu. Pomocí obr. 106 si můžeme popsat funkci obvodu a sledovat cesty signálů (rušivého i užitečného). Nejprve si popíšeme cestu užitečného nf signálu. Z vývodu 2 je signál přiveden přes dolní propust 4. řádu do zesilovače a zesílen asi o 1 dB. Tato propust musí lineárně přenášet kmitočty do 65 kHz (-3 dB). Odladovač L₁ a C₆ zapojené na vstupu propusti, jehož rezonanční kmitočet je 19 kHz, potlačuje signál pilotního kmitočtu o 20 dB a zmenšuje vlastní rušení obvodu. Doba zpoždění filtru je nastavena tak, že je stejná jako ve větvi rušivého signálu.

Mezi vývody 4 a 5 je zapojen hradlovací obvod, který pracuje jako elektronický spínač. Spínač odpojí po dobu poruchy nf signál od výstupu.

Součástky, zapojené mezi body 5, 7, 8 zajišťují dvě funkce obvodu. Rezistor 1,5 kΩ, kondenzátory 3,9 a 6,9 nF pracují ve funkci paměťového obvodu, tj. během přerušení signálové cesty se na nich udržuje úroveň, kterou měl nf signál těsně před rozpojením spínače. Uvedené součástky dále vytvářejí filtr 19 kHz, který udržuje správný kmitočet a fázi pilotního signálu během vyklíčování rušivého im-



Obr. 107. Zapojení obvodu pro potlačování rušivých impulsů v přijímači AM

pulsu. Od rušivého impulsu očištěný nf signál je přes emitorový sledovač přiveden na výstup (vývod 6).

Nyní si všimněme rušivých signálů. Rušení, která vznikají v automobilu, mají většinou charakter jehlovitých, velmi strmých impulsů, jejichž kmitočet je $f = 100$ kHz. Charakteru rušivých impulsů je využito pro ovládání hradlovacího obvodu. Jehlovité impulsy jsou z vývodu 2 vedeny přes kondenzátor C₄ a aktivní propust 5. řádu na zesilovač rušivých impulsů. Dolní mezní kmitočet této propusti je asi 90 kHz. Tím je rozšířeno pásmo přenášených nf kmitočtů. Zesilovač zapojený mezi vývody 14 a 15 zesílí signál o 3 dB a zesílené impulsy jsou usměrněny. Usměrnění je nutné, neboť obvod zpracovává jen kladné rušivé impulsy (při vyklíčování). Schmittův klopný obvod řídí výstupními kladnými impulsy elektronický hradlovací obvod, zapojený do větve nf signálu. Obvod R₂₁, R₂₂ a C₁₅ na vývodu 11 určuje šířku impulsů klopného obvodu. Šířka vyklíčovacího impulsu je asi 50 μs a nepůsobí rušivě na nf signál.

Integrovaný obvod má uvnitř regulační zesilovač, jehož účinnost je určena součástkami připojenými na vývod 12. Podle intenzity přichozích rušivých signálů je řízena citlivost zesilovače impulsu, jehož základní citlivost je určena odporem R₂₀ a kondenzátorem C₁₄. Regulace zesílení slouží k tomu, aby amplituda řídicího impulsu pro klopný obvod byla malá a aby byly vyklíčované i poruchy s velkou amplitudou. Vnitřní regulační obvod nemá zcela uspokojivé vlastnosti a proto byl v zapo-

jení použit druhý regulační obvod, který si krátce popíšeme.

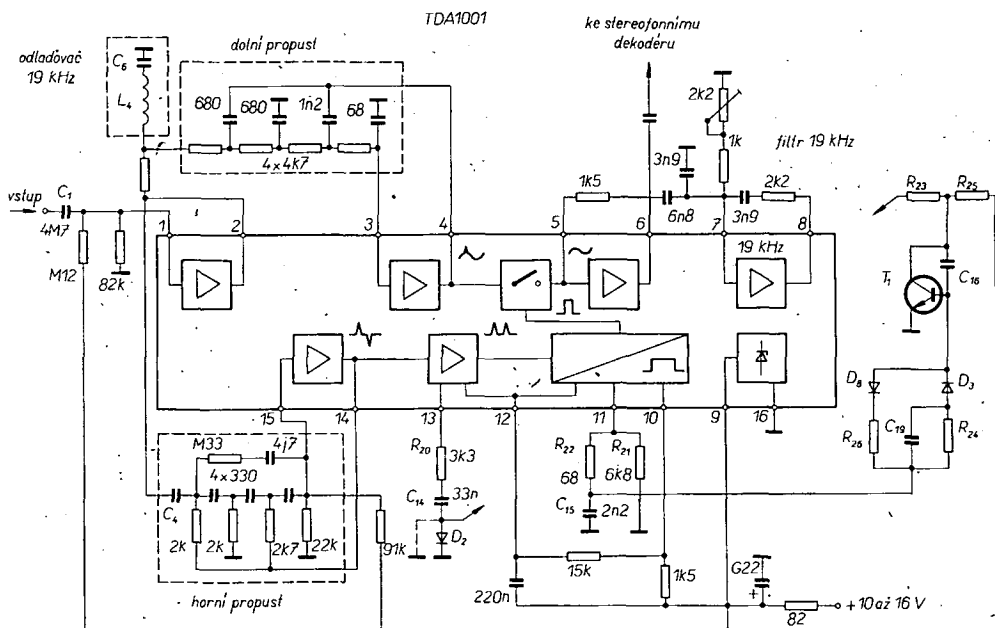
Impulsy z klopného obvodu (na vývodu 11), které jsou odvozeny z rušivých impulsů, jsou usměrněny diodou D₃ a přivedeny na bázi T₁. Tento tranzistor pracuje jako Millerův integrátor – kondenzátor C₁₆ zapojený mezi bázi a kolektor se nabíjí podle četnosti rušivých impulsů a mění kolektorové napětí T₁. Kolektorovým napětím T₁ se řídí činnost diody D₂, jejíž vnitřní odpor je v sérii s R₂₀, C₁₄, čímž se řídí zesílení zesilovače impulsů. Dioda D₈ a odpor R₂₆ vybíjejí kondenzátor C₁₉ v době mezi dvěma poruchami. Tento vybíjecí obvod má menší časovou konstantu než obvod D₃, R₂₄, takže kondenzátor C₁₆ je zcela vybitý až do té doby, než přijde další impuls. Zvýší-li se opakovací kmitočet impulsů v důsledku intenzivnějšího rušení, bude dioda D₂ přecházet z vodivého stavu do nevodivého, zintenzivní se i činnost obvodu, takže se časté vyklíčování nf signálu projeví větším zesílením při poslechu. Integrovaný obvod TDA1001 má stabilizovaný zdroj referenčního napětí (z pěti přechodů emitor-báze).

Je pochopitelné, že zapojení může pracovat uspokojivě i s vnitřní regulací. V tomto případě odpadají součástky R₂₃ až R₂₆, C₁₆, C₁₉, D₃, D₈, T₁ a kondenzátor C₁₄ je uzemněn (čárkované na obr. 106).

Abyste náhodné zbytky rušení, které mohou pronikat po zemních spojkách, neměly vliv na vstupní filtr, je výhodné použít k napájení obvodu stabilizované napětí.

Potlačení poruch v přijímačích AM

Princip funkce těchto potlačovačů [6] je založen na některých vlastnostech lidského ucha (lidské ucho je citlivé na impulsní poruchy, které ho dráždí pouze při příjmu slabých signálů. Silné signály poruchy „maskují“). Zapojení jednoho obvodu automatického omezení poruch je na obr. 107. Nf signál z detektoru přijímače je přiveden na emitorový sledovač T₁ a z jeho výstupu na dynamický omezovač D₃, R₈, D₄, R₁₀ a na obvod řízení přes R₅. Obvod řízení je aktivní pásmová propust s tranzistory T₂, T₃ a zdvojevač napětí s diodami D₆, D₇. Mezní kmitočty filtru 200 a 1500 Hz nejsou vybrány náhodně: v tomto pásmu kmitočtů je soustředěn základní výkon užitečného signálu. Z výstupu tohoto filtru je signál veden na zdvojevač D₆, D₇. Usměrněné napětí řídí diody dynamického omezovače. Při silném signálu jsou dobře maskovány poruchy a diody omezovače budou otevřeny, signál nebude omezen. Při slabém signálu, kdy ucho je citlivé na poruchy, se diody přivřou a signál na výstupu bude

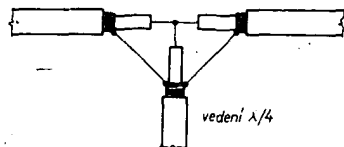


Obr. 106. Základní zapojení obvodu pro automatické potlačování rušivých impulsů s IO TDA1001

omezen. V případě potřeby je možné omezovač vypnout přepínačem.

Potlačení nežádoucích silných signálů

Zcela pravidelně se rušení silnými signály objeví, je-li v anténním systému TV přijímače použit širokopásmový zesilovač. Takový anténní zesilovač má obvykle malou selektivitu a proto jsou na zesilovací prvky (tranzistory) přiváděny i signály, které nejsou anténní soustavou zpracovávány. Nachází-li se v bezprostřední blízkosti výkonný amatérský vysílač nebo služební vysílač (taxi služba, bezpečnost, požárníci apod.), pak může velké anténní napětí zablokovat anténní zesilovač a znemožnit další příjem [7]. Východiskem je použití anténního systému se selektivním zesilovačem, který lze přeladit. Je-li nutná anténní soustava se širokopásmovým zesilovačem, pak lze problém vyřešit selektivním filtrem na vstupu, který rušivé cizí signály již před zesílením zmenší na neškodnou úroveň. Takový filtr můžeme bez velkých finančních nákladů realizovat ve tvaru tzv. filtru $\lambda/4$ ze sousedního kabelu (obr. 108). Filtr se může použít obvykle jako univerzální. Tento může být použit nejen k odrušení širokopásmového anténního zesilovače, nýbrž i pro jiné účely. Z obr. 108 vyplývá konstrukce filtru: přírodní souosý kabel z antény je na libovolném místě odizolován a do tohoto místa je připojen kousek souosého kabelu. Tento kousek kabelu působí jako odlaďovač, je-li jeho délka rovna přesně čtvrtině vlnové délky ($\lambda/4$) potlačovaného signálu. Druhý konec kabelu se nezapojuje. Filtrační účinek odlaďovače lze vysvětlit následovně: vlna, která se šíří po vedení



Obr. 108. Filtr $\lambda/4$ pro potlačení nežádoucího signálu

$\lambda/4$ bude na otevřeném konci odražena. Je-li délka vedení rovna čtvrtině vlnové délky potlačovaného signálu, setká se odražená vlna na počátku kusu kabelu $\lambda/4$ s polovinou jeho vlnové délky ($\lambda/2$). Přitom je vstupní signál proti odraženému posunut fázově přesně o 180° , takže se oba signály vyruší. Také zde se teorie liší od praxe, neboť každé reálné vedení tlumí přenášené signály. Z toho vyplývá také, že ve vodiči $\lambda/4$ „dopředný“ a odražený signál nebudou v protifázi, takže výsledné napětí nebude nulové. Ideální filtr není pro zamýšlený účel potřebný; útlum filtru $\lambda/4$ je 30 dB, což postačí pro většinu případů. Ostatně filtr $\lambda/4$ nepůsobí jako odlaďovač jen pro signály, jejichž vlnová délka je čtvrtinou délky filtru, nýbrž odlaďuje i signály o vlnové délce $3/4\lambda$, $5/4\lambda$, $7/4\lambda$ atd., kdy je odražený signál rovněž v protifázi se signálem přijímaným.

I rozměry kousku kabelu se liší od teorie. Elektromagnetické vlny se nešíří v sousedním kabelu stejně rychle jako ve vzduchu, takže vlnová délka v kabelu je kratší. Signál s vlnovou délkou 1 m ve vzduchu může mít v sousedním kabelu v závislosti na jeho vlastnostech délku 0,7 m. V tomto případě je činitel zkrácení 0,7. Jako příklad pro návrh filtru může sloužit filtr pro amatérské pásmo 2 m.

V tomto pásmu pracující amatéři vysílají se mohou dostat do konfrontace s televizními diváky. Čtvrtina vlnové délky je zde $0,25 \cdot 2 \text{ m} = 0,5 \text{ m}$. Tuto délku musíme násobit činitelem zkrácení, který je obvykle uveden výrobcem souosého kabelu v technických podmínkách. Je přirozeně vhodné udělat filtr o něco delší, než byl spočítán a zkracováním ho doladit. Je-li délka kabelu přesně nastavena, pak lze kabel stočit. Přednostmi tohoto filtru je, že potlačuje současně signály několika kmitočtů. Tak např. kromě pásma 2 m je potlačeno i pásmo 70 cm. Útlum na 2 m je 36 dB a na 70 cm 30 dB.

Literatura

- [1] Klabal, J.: Rozhlasové přijímače v motorových vozidlech. AR B1/81.
- [2] Rasehorn, H.: Schaltung zur automatischen Störunterdrückung. Funktechnik č. 10/1976.
- [3] Quendt, W.: Autoempfänger A 200. Radio und Fernsehen 28, č. 10/1979.
- [4] Einhorn, J.: Elektronische Störunterdrückung für UKW Empfang. Funkamateure č. 10/1981.
- [5] Funkschau č. 18/71; Grundig TI 1/77.
- [6] Funkschau č. 13/79.
- [7] Elektor č. 1/80.

Jednoduchý indikátor stereofonních pořadů s automatickým přepínačem „mono-stereo“

Každý z posluchačů stereofonního rozhlasového vysílání si jistě všiml, že se stereofonní efekt během vysílání mění, dokonce může být nulový, to znamená, že je vysílán pořad monofonní a to i tehdy, svítí-li na přijímači indikace „stereo“. Změny stereofonního efektu mohou vést i k domněnce, že se jedná o závadu rozhlasového přijímače. Většinou však nejde o závadu na přijímači straně, ale o vlastnost stereofonního vysílání. Skutečnost, že na rozhlasovém přijímači indikátor stereofonního vysílání indikuje stereofonní pořad, neznamena ještě, že se skutečně jedná o stereofonní program. Ve většině komerčně i amatérsky vyráběných stereofonních přijímačů indikátor „stereo“ indikuje totiž pouze přítomnost signálu pilotního kmitočtu 19 kHz, který je na přijímači straně nutný k obnovení pomocné nosné vlny 38 kHz. Pilotní signál je většinou použit i k automatickému přepínání provozu mono-stereo ve stereofonním dekodéru rozhlasového přijímače. Přítomnost pilotního signálu sama o sobě nemusí ještě znamenat, že se skutečně jedná o stereofonní přenos, neboť hodně vysílacích stanic prakticky celý vysílací

čas vysílá s užitečným signálem i pilotní signál. Přitom reprodukce monofonního hudebního pořadu doprovázeného indikací „STEREO“, působí nepřirozeně.

Někdy se také může ztratit stereofonní efekt ve skutečném stereofonním pořadu tím, že se reprodukuje mezi stereofonními nahrávkami i skladby staršího data, které byly nahrány monofonně. Výsledný dojem je pak takový, že jedna skladba má velmi dobrý stereofonní efekt a hned třeba následující, která byla nahrána monofonně, nemá pochopitelně stereofonní efekt žádný.

Je nutné se tedy smířit se skutečností, že u prakticky každého stávajícího rozhlasového přijímače indikátor „STEREO“ může, ale nemusí indikovat stereofonní pořad. Žádný z výrobců zatím na tyto skutečnosti nereagoval.

Dříve, než bude vysvětlena činnost indikátoru, který vyhodnocuje stereofonní pořady zcela novým způsobem, je vhodné krátce se zmínit o způsobu, jakým se získává stereofonní signál na vysílací straně.

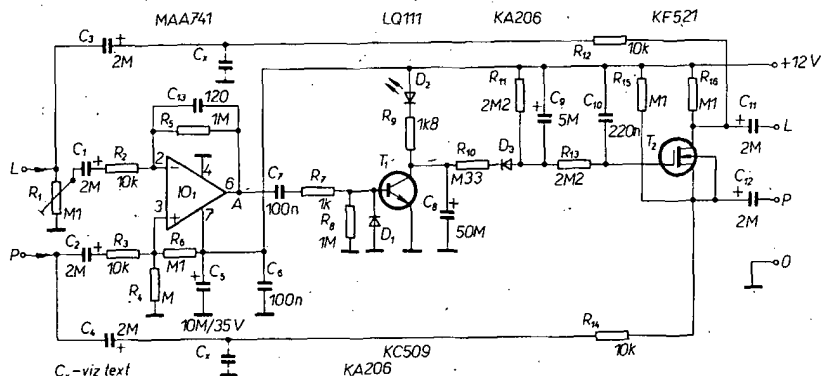
Signály z pravého a levého kanálu se vedou přes příslušné zesilovače, které obsahují i členy preemfáze, do maticového obvodu. V maticovém obvodu se ze signálu pravého a levého kanálu vytvoří součtový signál L+P (označovaný někdy písmenem M) a rozdílový signál L-P (označovaný někdy písmenem S). Rozdílový signál L-P se dále přivádí do modulačního zařízení, které potlačuje signál nosného kmitočtu. Do modulačního zařízení se zároveň přivádí i pomocný nosný signál 38 kHz, vytvořený z pilotního signálu 19 kHz násobením kmitočtu.

V amplitudě se rozdílový signál L-P amplitudově namoduluje na pomocnou nosnou, přičemž se pomocná nosná potlačí. Postranní pásma pomocné nosné se z modulatoru přivádějí do kombinačního obvodu, kde se k nim přidávají součtový signál L+P a pilotní signál 19 kHz. Tato kmitočtová směs (multiplexní signál), vytvořená v kombinačním obvodu, se po zesílení přivádí do modulačního stupně vysílače VKV.

Multiplexní signál lze také získat použitím obvodů pracujících na principu časového multiplexu, tj. rychlým přepínáním signálů z levého a pravého kanálu.

Rozdílový signál L-P je při stereofonním přenosu nositelem stereofonní informace. To znamená, že pokud je přenos monofonní, je $L-P = 0$. Naopak, součtový signál zajišťuje použitelnost monofonních přijímačů pro stereofonní pořady. Z uvedeného krátkého rozboru vyplývá, že amplitudu rozdílového signálu můžeme přjmout jako relativní míru stereofonního efektu.

Je pochopitelné, že správně bychom měli vyhodnocovat poměr signálů S/M



Obr. 109. Zapojení stereofonního indikátoru s OZ

a ne jen pouze signál S. Indikační zařízení by však bylo zbytečně složité. Pro stereofonní přijímače stačí vyhodnocovat pouze signál S. V tomto případě musíme ovšem výstupní akustické signály L a P odebrat z výstupu stereofonního dekodéru nebo takového místa zesilovacího řetězce přijímače, kde na amplitudu výstupních signálů nemá ještě vliv regulátor hlasitosti (např. výstup pro nahrávání). Tím bude zajištěno, že součtový signál L + P bude mít prakticky stále stejnou střední úroveň (vyplývá to z principu modulace FM).

Zapojení jednoduchého indikátoru, kterým se vyhodnocuje rozdílový signál L-P za předpokladu, že je úroveň součtového signálu přibližně konstantní, je na obr. 109. Základem uvedeného zapojení je operační zesilovač IO₁, který je zapojen jako diferenční zesilovač – na výstupu zesilovače bude rozdílový signál L-P, zatímco zesílený součtový signál L + P bude velmi výrazně potlačen. Zesílení rozdílového signálu je určeno poměrem R_5/R_2 , tj. v našem případě zesílení $A = 100$. Vzhledem k tomu, že zesilovač pracuje pouze se střídavými signály, není nutné používat symetrické zapojení. Umělá „nula“ je zde získávána předpětím, které je přivedeno na neinvertující vstup operačního zesilovače. Předpětí je získáno děličem R_6, R_4 . To znamená, že „nula“ na výstupu zesilovače (bod A) se rovná polovině napájecího napětí. Výstupní napětí z operačního zesilovače je potom detekováno diodou D₁. Stejněměrný signál z výstupu detekčního obvodu je přiveden do báze tranzistoru T₁, který pracuje jako spínač. V kolektorovém obvodu T₁ je zapojena svítivá dioda D₂, která indikuje úroveň rozdílového signálu L-P.

Stereofonní indikátor je dále vybaven obvodem, který umožňuje automatické přepínání mono-stereo. Jak je z obr. 109 vidět, jedná se o obvod s tranzistorem MOSFET KF521, který je zapojen mezi výstupy P a L stereofonního dekodéru (popř. tuneru) a vstupy L a P nf zesilovače. Při funkci „mono“ se spojí navzájem výstupy L a P, zatímco ve funkci „stereo“ procházejí signály levého a pravého kanálu bez jakéhokoli ovlivnění.

Tranzistor T₂ je při provozu mono ve vodivém stavu a svým vodivým přechodem S-D propojí vzájemně výstup levého a pravého akustického kanálu. Naopak, v provozu STEREO je tranzistor T₂ v nevodivém stavu. Ovládací napětí pro tranzistor T₂ je odvozeno od kolektorového napětí tranzistoru T₁. Pokud tranzistor T₁ je v nevodivém stavu (mono), je na elektrodě G přivedeno přes R₁₁ a R₁₃ napětí +12 V. Vzhledem k tomu, že na elektrodě S T₂ je +12 V, bude tedy T₂ ve vodivém stavu. To znamená, že výstupy L a P jsou vodivě propojeny a je tak zaručen monofonní provoz. Pokud je T₁ ve vodivém stavu (stereo), bude jeho kolektorové napětí přibližně nulové. To znamená, že na elektrodě G T₂ bude také 0 V. Napětí S-G bude tedy přibližně -12 V. Tento napěťový rozdíl zaručuje, že T₂ bude v nevodivém stavu a provoz bude skutečně stereofonní. Aby se při krátkodobém poklesu úrovně rozdílové složky L-P krátkodobě nepřepnul provoz na mono, je nutné zajistit jisté zpoždění při automatickém přepnutí z provozu stereo na mono. Zpoždění zajišťuje obvod D₃, C₉, C₁₀, R₁₁ a R₁₃. Součástky jsou voleny tak, že automatické přepnutí z provozu stereo na provoz mono nastane přibližně po deseti sekundách po poklesu úrovně rozdílové složky L-P, zatímco k přepnutí na provoz stereo dojde okamžitě, jakmile rozdílová složka dosáhne nenulové úrovně.

Vzhledem k tomu, aby zapojení bylo co nejjednodušší, mají výstupy levého a pra-

vého akustického kanálu poměrně velkou impedanci (asi 10 kΩ). Má-li nf zesilovač, ke kterému je uvedený indikátor připojen, vstupní impedanci alespoň 50 kΩ, nemá tato skutečnost na funkci doplňku podstatný vliv. V opačném případě (má-li nf zesilovač malou vstupní impedanci) je nutné mezi výstupy indikátoru a vstupy nf zesilovače zařadit impedanční převodník.

Nastavení indikátoru je velmi jednoduché. Do bodu A připojíme osciloskop nebo nf milivoltmetr. Na vstupy indikátoru přivedeme signály L a P. Přijímač naladíme na monofonní stanici, případně vybavíme tlačítko MONO. Vhodným nastavením trimru R₁ se snažíme dosáhnout co nejmenšího napětí v bodě A. Nastavíme tak vlastně maximální potlačení součtové složky L + P. Pokud je vstupní stereofonní signál kvalitní, lze dosáhnout potlačení součtové složky až -40 dB. Někdy se může stát, že nelze dosáhnout dostatečného potlačení součtové složky (je-li např. stereofonní indikátor připojen na vstup stereofonního dekodéru, popř. tuneru). V těchto případech se totiž velmi často stává, že průběhy deemfáze v levém a pravém akustickém kanálu nejsou přesně shodné. Pak máme dvě možnosti, buď upravit průběhy deemfáze přímo na výstupu stereofonního dekodéru, nebo chybu v průběhu deemfáze vykompenzovat ve stereofonním dekodéru. Ve druhém případě pak připojíme kondenzátor C_x buď do cesty levého nebo pravého akustického kanálu tak, jak je to čárkovane znázorněno na obr. 109. Vhodnou kapacitu C_x je nutno určit zkusmo podle průběhu deemfáze. V tabulce je pro snadnou kontrolu uveden správný průběh deemfáze. Relativní teoretický průběh deemfáze vztažený k referenčnímu kmitočtu 400 Hz

f [kHz]	0,4	1	2	3	4	5	6	7
činitel poklesu	1	0,95	0,85	0,72	0,62	0,53	0,47	0,41

f [kHz]	8	9	10	11	12	13	14	15
činitel poklesu	0,37	0,33	0,30	0,28	0,26	0,24	0,22	0,21

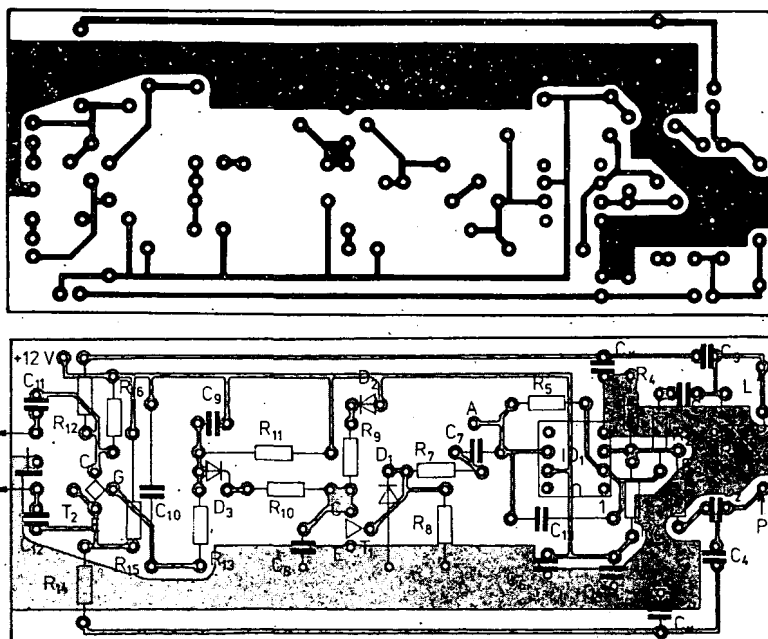
Výše uvedeným postupem je indikátor připraven k provozu. Přijímač naladíme na stereofonní stanici, popřípadě vybavíme tlačítko „STEREO“. Indikační dioda

D₂ bude nyní svým svitem indikovat rozdílovou složku L-P. Zcela bezpečně tak rozpoznáme monofonní signál od stereofonního.

Pro správnou funkci indikátoru je ovšem nutné splnit jednu podmínku. Je totiž nutné zajistit přibližně konstantní střední úroveň vstupních signálů L a P. Tato podmínka vyplývá z toho, že indikátor potlačuje součtovou složku asi o 30 až 40 dB. Při silném monofonním signálu může totiž nastat stav, při kterém součtová složka, i když bude potlačena o -40 dB, způsobí falešné rozsvícení indikační diody. (Potlačení součtové složky o -40 dB se zde myslí mezi vstupem indikátoru a bodem A; tento parametr je vhodný při oživování indikátoru ověřit.) To znamená, že je vhodné připojit indikátor např. na výstup stereofonního dekodéru nebo na výstup z přijímače, který je určen pro připojení magnetofonu. Regulátor hlasitosti nemá potom vliv na nastavení indikátoru. Vhodná efektivní úroveň vstupního signálu L i P je 50 mV až 500 mV. Pokud by vstupní signály byly větší, je nutné na vstup indikátoru připojit odporové děliče.

Výhoda výše popsaného indikátoru spočívá v tom, že vyhodnocuje monofonní pořad i v tom případě, kdy je s monofonním signálem vyslán zároveň pilotní signál, tj. kdy dosavadní způsoby indikace vyhodnotí nesprávně pořad jako stereofonní. Dále umožňuje i automatické přepínání provozu mono-stereo. Zde se projeví další výhoda indikátoru: zpravodajské relace, vysílané spolu s pilotním signálem, při nichž jsou hlasatelé většinou uprostřed akustické scény, jsou popsaným indikátorem vyhodnoceny jako monofonní pořad. Tzn., že se příjem přepne automaticky na mono, což dosud nebylo možné. Tento fakt je obzvláště důležitý při ne zcela kvalitním přijímaném signálu. Slabý šum je totiž v hudebních pořadech maskován, zatímco při zpravodajských relacích působí velmi nepříjemně a velmi často je nutné v těchto případech ručně přepnout příjem na mono.

Deska s plošnými spoji a rozložení součástek na desce indikátoru je na obr. 110.



Obr. 110. Deska s plošnými spoji R211 a rozložení součástek stereofonního indikátoru

Seznam součástek

Rezistory TR 212

R ₁	TP 095, 100 kΩ
R ₂ , R ₃	10 kΩ
R ₄ , R ₆	100 kΩ
R ₅ , R ₈	1 MΩ
R ₇	1 kΩ
R ₉	1,8 kΩ
R ₁₀	330 kΩ
R ₁₁ , R ₁₃	2,2 MΩ
R ₁₂ , R ₁₄	10 kΩ
R ₁₅ , R ₁₆	100 kΩ

Kondenzátory

C ₁ až C ₄	TE 005, 2 μF
C ₅	TE 005, 10 μF
C ₆ , C ₇	TK 782, 100 nF
C ₈	TE 004, 50 μF
C ₉	TE 004, 5 μF
C ₁₀	TC 215, 220 nF
C ₁₁ , C ₁₂	TE 005, 2 μF
C ₁₃	TK 745, 120 pF

Polovodičové prvky

T ₁	KC509
T ₂	KF521 (BF247)
IO ₁	MAA741
D ₁ , D ₃	KA206
D ₂	LQ111

Selektory hudby

Mnoho vysílačů vysílá hudbu s vloženou řečí (zprávy, reklamy apod.). Nechceme-li vloženou řeč poslouchat, např. při záznamech na magnetofon, můžeme použít obvod na obr. 111. Činnost obvodu je založena na tom, že při řeči jsou mezi slovy delší mezery, než je tomu při hudbě. Obvod na obr. 111 vyhodnocuje tyto mezery a pomocí relé odpojuje signál při řeči. Oba kanály stereofonního signálu jsou na vstupu zařízení smíseny a je vytvořen monofonní signál, který je zesílen dvoustupňovým zesilovačem s IO₁ a IO₂. Za zesilovačem jsou dva klopné Schmittovy obvody, které mění nf signál postupně v různé dlouhé impulsy. Podle délky impulsů je možné stanovit, zda se jedná o řeč nebo o hudbu. Série impulsů s malými mezery ukazuje na přítomnost hudby, při velkých mezerech se jedná o řeč. Nastavitelná doba opakovacího kmitočtu monostabilního klopného obvodu IO_{4a} je volena tak, že mezera mezi impulsy při vysílání hudby nevrací klopný obvod do stabilního stavu. Perioda impulsu je nastavena kondenzátorem C₅, rezistorem R₇ a potenciometrem P₂. Delší mezera mezi impulsy nastaví klopný obvod do stabilního stavu. Záporná hrana jeho výstupního signálu Q překlopí monostabilní klopný obvod IO_{4b}. Překlopí-li se při dalším spuštění klopný obvod IO_{4a}, pak monostabilní obvod IO_{4b} nemění svůj stav. Na výstupu klopného obvodu (každého) je dioda LED: D₁ svítí při hudbě, neboť monostabilní klopný obvod IO_{4a} se nepřeklápá a nemění se tedy jeho Q. Dioda D₂ svítí při řeči (monostabilní klopný obvod IO_{4b} mění svůj stav). Při nastavování vytvoříme potenciometr P₂ na minimum. Příjmač naladíme na vysílač, který vysílá zprávy. Potenciometr P₁ nastavíme tak, aby dioda D₁ „poblikávala“. Při vysílání hudby nastavíme potenciometr P₂, aby dioda D₁ svítila trvale. Trvalého svícení diody D₂ při vysílání zpráv dosáhneme nastavením P₃. Obvod plní svou funkci jen tehdy, je-li vysílání hudby při zprávách přerušeno – je-li řeč podložena hudbou, nereaguje.

Někdy se může vyskytnout požadavek, aby přijímač reprodukoval jen hudbu. K tomu účelu byl vyvinut další selektor hudby, který z-rozhlásového vysílání odfiltrává všechny slovní projevy. Řídicím obvodem je v nf dílu přijímače nf napětí – hlasitost reprodukcí se zmenší vždy, objeví-li se v programu slovní projev. Princip činnosti je velmi jednoduchý a vychází z metody identifikace mezer. Analýzou lze zjistit (např. na osciloskopu), že zábavná

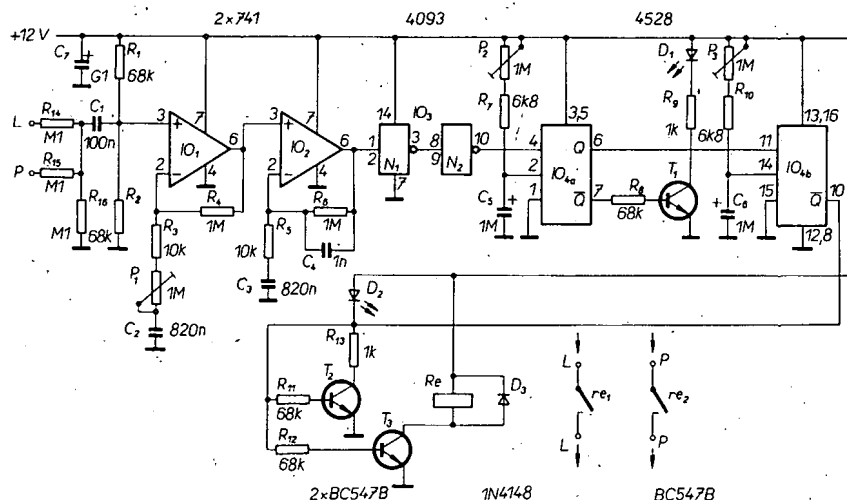
a populární hudba má stálou určitou úroveň, která, převedena na nf napětí, stále mění kmitočet a amplitudu, avšak jen v určitých mezích. Při běžné řeči (nepodmalované hudbou) je tomu jinak. Nf napětí má nejen proměnný kmitočet a amplitudu, ale obsahuje ještě malé mezery (mezi jednotlivými slovy). Tyto mezery slouží k rozlišení hudby a řeči. Nf napětí, odebírané z výstupu demodulátoru, je vedeno přes regulátor citlivosti P₃ na zesilovač s OZ. Výstupní napětí demodulátoru je asi 100 mV a u hudby musíme počítat s dynamikou 40 dB – proto zesilovač musí mít zisk minimálně 50 dB, aby byly dobře přeneseny i tiché pasáže. V obr. 112 je zisk nastaven na 64 dB (poměr R₂/R₁). Kondenzátor C₂ omezuje dolní mezní kmitočet. Je-li nf zdroj slabě modulován brumem, kapacitu tohoto kondenzátoru ještě mírně zmenšíme. Je však třeba volit kompromis, aby byly dobře zesilovány i signály nízkých kmitočtů. V opačném případě mohou vzniknout dodatečné mezery, které však v původním signálu vůbec nejsou.

Zesílený signál je usměrněn a na C₅ a R₉ vznikne záporné napětí s proměnnou úrovní. Objeví-li se mezera, zmenší se napětí na R₉, kterým bude řízen T₁, když U_{BE} > -4 V. Protože toto napětí vzniká jen během krátkých mezer, musí být zesílení OZ velmi velké. Je třeba, aby toto napětí bylo větší než -4 V i při tiché hudbě, aby byl řízen T₁. Řízením T₁ se zvětšuje úbytek i na R₉. Podle počtu a délky mezer se nabíjí přes R₁₀ obvod C₆, R₁₁, C₇, R₁₂. Při dlouhé nebo velkém počtu krátkých mezer (během řeči) mnoho impulsů přes R₉ nabije zcela kondenzátor C₇. Toto napětí

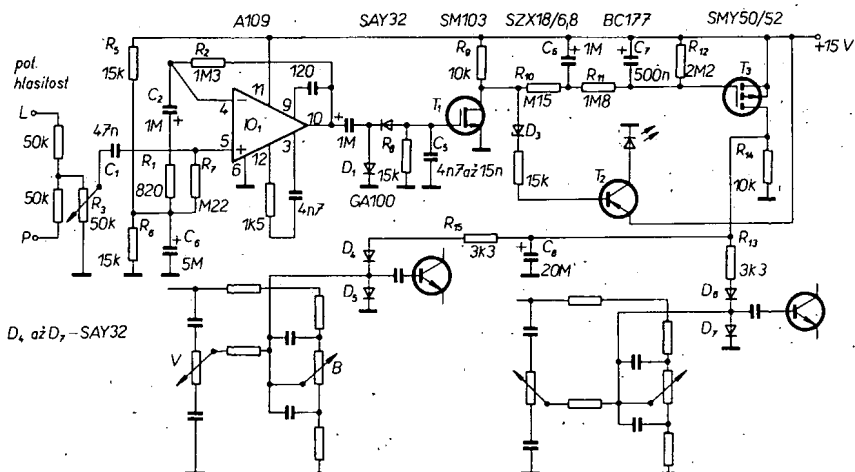
řídí SMY50/52, takže přes R₁₅ poteče diodou D₅ proud. Tím se zmenší její odpor a nf signál je sváděn do země. To bude trvat tak dlouho, dokud budou vznikat impulsy mezer a ještě po dobu časové konstanty obvodu RC. Rezistorem omezený proud diodou D₅ určuje potlačení nf signálu. Dioda je součástí nf obvodu a je vhodné ji zapojit před korektor basů a výšek.

Opticky jsou mezery indikovány diodou LED, řízenou tranzistorem T₂, který může být libovolný (p-n-p). Zenerova dioda D₃ odfiltrává napěťové impulsy z R₉; C₈, R₁₅, D₄ a rovněž R₁₆, D₆ slouží k potlačení brumů a vř zámítů a jsou spolu s D₅ a D₇ zapojeny do nf zesilovače. Pro funkci je kritická časová konstanta obvodu RC v řídicí elektrodě T₃. Ta určuje „stupeň jistoty“ rozlišení hudby a řeči. Je-li tato konstanta malá, funguje obvod již při krátkých mezerech během hudby, takže zejména rytmické tituly mohou být potlačovány. Naopak velká časová konstanta dává možnost, že mnoho impulsů mezer bude během řeči vyklíčováno. Absolutně přesného oddělení není možné dosáhnout.

Pomocí optického indikátoru je nastavení R₃ poměrně nekritické: během vysílání hudby indikátor jen zřídka nebo vůbec nepoblikává (podle charakteru skladby). Při slovním projevu nepodmalované hudbou, šumy apod. bude indikátor poblikávat. Pak je nf signál potlačen. Při plném vybuzení bude vyklíčováno jen málo správných mezer a velmi rychlá řeč hlasatele bude často potlačena nedostatečně. Zmenšíme-li pak poněkud citlivost, bude nastavení optimální.



Obr. 111. Zapojení selektoru hudby typ 1



Obr. 112. Zapojení selektoru hudby typ 2